

VSTŘÍC VI. SJEZDU SVAZARNU

Pod vedením KSC za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti

(Dokončení)

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY
ČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVII/1978 Číslo 5

V TOMTO SEŠITĚ

Vstříc VI. sjezdu Svazarmu	161
Osciloskop z televizoru	
Úvod	162
Jednoduchá zobrazovací jednotka	
Stavba a seřízení přístroje	166
Některé aplikace televizního osciloskopu	
Zkušený říz zesilovače	167
Intermodulační zkreslení a jeho měření	168
Zobrazovací jednotka - II. varianta	
Popis zapojení	170
Stavba, oživení a seřízení obvodu zobrazovací jednotky	176
Doplňková zařízení	
Snímače charakteristik	177
Návrh snímače charakteristik tranzistorů	178
Provědení a oživení	180
Použití snímače charakteristik	181
Rozmitané generátory (rozmitiče)	
Konstrukce a použití rozmitic	182
Pomocné obvody (generátor značek)	186
Návrh a konstrukce jednoduchého rozmitice pro použití s uvedenou zobrazovací jednotkou	186
Integrované monostabilní klopné obvody a jejich aplikace	
Obvod UCY74121	189
Obvod UCY74123	192
Zajímavé integrované obvody	
Monolitický obvod TDA1054M	193
Symetrický modulátor/demodulátor	194
Integrované obvody k buzení svítivých diod, UAA170 a UAA180	195
Generátor impulsů MIC74124	196
Zajímavá zapojení z měřicí techniky	
Měření teploty dvojitonu diodou	197
Senzor spínáný teplotou	198
Prevodník teplota-napětí	198
Generátory („pily“, sinus atd.)	199

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradík, ing. J. T. Hyanc, ing. J. Jaroš, doc. ing. M. Joachim, ing. J. Klabal, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petrávek, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfredaktor linka 354, redaktor I. 353.

Ročně vydá 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšířuje, PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel.

Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 20. 9. 1978.

© Vydavatelství MAGNET, Praha

V minulých číslech AR řady B jsme si na tomto místě uvedli čtyři z pěti úkolů předsjezdové iniciativy a aktivity:

1. Pod vedením KSC zvyšovat společenské poslání Svazarmu a prohlubovat spolupráci s ostatními organizacemi Národní fronty;
2. Prohlubovat kvalitu a účinnost politicko-výchovné práce s důrazem na výchovu mladé generace;
3. Napomáhat masovému rozvoji branné výchovy a zvyšování její kvality;
4. Zvyšovat akceschopnost ZO Svazarmu a rozvíjet jejich plnokrevný život. V souvislosti s posledním úkolem předsjezdové iniciativy a aktivity, který jsme si probrali, je třeba ještě doplnit, že na počest sjezdu probíhá soutěž o získání čestného názvu „Základní organizace VI. sjezdu Svazarmu“ – všem kolektivům, které soutěží, přejeme mnoho zdaru a očekáváme po vyhodnocení soutěže jejich zkušenosti, popř. náměty ke zlepšení činnosti základních organizací, které v průběhu soutěže získaly.

Dostaváme se tedy k pátmu, závěrečnému úkolu předsjezdové iniciativy a aktivity:

5. Přispívat k rozvoji společenské angažovanosti, podílet se na plnění sjezde pětiletky a volebních programů Národní fronty a budovat vlastní materiálně technickou základnu.

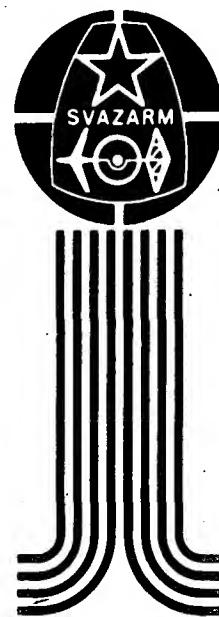
Pomáhat národnímu hospodářství se stalo trvalou součástí činnosti Svazarmu. I v budoucnu budou orgány a organizace Svazarmu věnovat stálou pozornost rozvoji ekonomiky naší společnosti a podílet se na plnění úkolů 6. pětiletky.

Tato pomoc bude zaměřena na úsek technické přípravy pracujících i na efektivní využití volného času k všeestrannému rozvoji členů Svazarmu.

Nelze zapomínat,

ani na budování vlastní materiálně technické základny, která stále není v rádě základních organizací dosažující. Mnohé bude nutno vyřešit vlastními silami a uzavíráním závazků v předsjezdovém období především k této problémům:

- Cílevědomě se zaměřit na budování, všeestranný rozvoj a zvýšování materiálně technické základny Svazarmu další svépomocnou výstavbou střelnic, závodních drah, dílen i ostatních zařízení na jejich efektivní využívání. Více pozornosti věnovat zhotovování výcvikových pomůcek.
- Poskytovat brigádnickou pomoc národním výborům při plnění volebních programů a v akcích Z, zejména jsou-li do nich zařazeny stavby Svazarmu jako např. klubovny či domy Svazarmu, branně sportovní areály, výstavby garáží apod.



VI. SJEZD
SVAZARNU
1978

budování i obraně naší socialistické vlasti:

Takto široce pojatý rozvoj iniciativy a aktivity si přímo vyžaduje nekončí s novými formami práce a aktivity, jakmile sjezd skončí – bylo by třeba nejlepší zkušenosti z předsjezdové kampaně zoubecnit, tj. zoubecnit nejlepší zkušenosti, jak z forem a metod uplatňované iniciativy, tak i z obsahu zaměření závazků a soutěží, ze zahájení a průběhu rozvoje iniciativy a z konkrétních činů, kterými se usnesení o rozvoji iniciativy a aktivity naplní. Tyto zoubecně zkušenosti by pak bylo třeba používat v každodenní praxi základních organizací i orgánů vyššího typu,

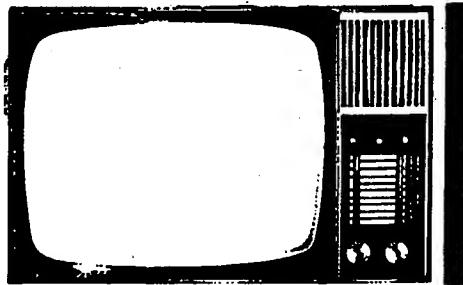
aby činnost organizace byla co nejpestřejší a přinesla co největší užitek naši společnosti, budující rovinutý socialistický stát vyššího typu. Je totiž třeba mít neustále na paměti, že výsledky činnosti naší organizace napomáhají při naplňování linie strany a úkolů státních orgánů k dalšímu posílení obrany našich socialistických výmožností, prohlubování výchovy občanů jako budovatelů vyspělé

sociálně společnosti a v neposlední řadě i prohlubování technického povědomí našich občanů, k naplňování požadavků vědeckotechnického rozvoje, bez něhož je další rozvoj naší společnosti nemožný.

Na závěr si ještě připomeňme hlavní cíl rozvoje předsjezdové iniciativy a aktivity, cíl, k němuž by mělo směřovat úsilí všech členů naší branné organizace: cílem je dosáhnout

výšší kvality, větší výslednosti a žádoucí komplexnosti v obsahu i formách naplňování funkce Svazarmu jako dobrovolné branné společenské organizace Národní fronty. Při naplňování tohoto cíle je třeba nespouštět ze zřetele i hlavní heslo celé předsjezdové kampaně: „Pod vedením KSC za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti“.

OSCILOSKOP Z TELEVÍZORU



RNDr. V. Brunnhofer, RNDr. L. Kryška, J. Zuska

Úvod

Každý z konstruktérů ví, jakým neocenitelným pomocníkem při vývoji a oživování různých přístrojů je osciloskop. Vždyť i tak relativně jednoduchý přístroj jako je nízkonávěkvenční zesilovač je nejlépe ověřit a nastavit pomocí osciloskopu – a což teprve mezinávěkvenční zesilovače a vstupní jednotky VKV! Ve většině stavebních návodů autorů doporučují oživovat a nastavovat uvedené konstrukční díly rozmitačem ve spojení s osciloskopem. I když tovární rozmitač můžeme pro některé speciální účely nahradit jednoduchým jednoúčelovým přípravkem, stále je pro většinu konstruktérů otázkou, kde sehnat nebo jak si zhotovit alespoň ten nejjednodušší osciloskop. Zkušenější amatér si dříve nebo později většinou nějaký ten jednoduchý osciloskop postaví, začínající konstruktér (především z řad mládeže) bude však bezradný. Málodko si však uvědomuje, že ten nejjednodušší osciloskop má dnes každý doma a každý den jej používá. Jistě již nyní každého napadlo, že se jedná o televizní přijímač. V mnoha případech se stává, že ještě funkce schopný televizní přijímač „morálně“ zastará a stane se nepotřebným předmětem. V nejlepším případě dojde starý televizor jako druhý přijímač v domácnosti nebo na chatě. Většinou ovšem nebývá pro tyto starší přijímače jiné použití, než je rozebrat na součástky. A právě takový „vysloužilec“ může poskytnout začínajícím konstruktérům ještě mnoho neocenitelných služeb, bude-li použit jako jednoduchý osciloskop.

Je pochopitelné, že uvedená myšlenka není nová. Například v časopise Radio (SSSR) [1], [2] byly již v letech 1959 a 1965 publikovány návody na osciloskopické přístrovy k televiznímu přijímači. Rovněž tak v AR [3] byl publikován podobný přístavek se dvěma elektronkami. Společným znakem těchto přístrojů je, že potřebují při své instalaci zásah do televizního přijímače. Jejich výstup je totiž připojen přímo k obrazovému zesilovači televizoru. Výhodou v tomto případě je ta skutečnost, že podmírkou správné činnosti přípravku je bezchybná činnost obrazové části televizoru. To znamená, že musí správně pracovat obvody svislého a vodorovného rozkladu přijímače, obrazov-

ka a obrazový zesilovač včetně napájecí části. Činnost vysokofrekvenční, mezinávěkvenční a samozřejmě ani zvukové části není podmínkou. Přístavek může být v tomto případě pevně nainstalován v televizním přijímači a může využívat i jeho napájecí části.

Těm, kteří by uvítali tento způsob realizace, je možno doporučit zmíněnou konstrukci v AR [3], v níž autor s minimálním počtem součástek dosáhl velmi pěkných výsledků. Zvláště „dříve narozeným“ konstruktérům nebude konstrukce s elektronkami činit velké potíže.

Pochopitelně v žádném případě nemůžeme od televizního osciloskopu očekávat, že bude rovnocenným partnerem běžných osciloskopů – hlavní potíž totiž spočívá v tom, že televizní obrazovky mají vesměs elektromagnetické vychylování a že tedy nelze paprsek po stínitku obrazovky vychylovat signálem, zesíleným pouze běžným způsobem. Tato skutečnost bude nabývat na důležitosti tím více, čím budou zobrazované děje rychlejsí a náběhové hrany měřených signálů strmemší. Kromě toho je třeba u začínajícího konstruktéra brát v úvahu i bezpečnost práce – při použití elektronkového přístavku a při zásazích do televizního přijímače je třeba pracovat s přístrojem, který má většinou jeden pól sítě na kostře a u něhož je napětí pro anody elektronk nekolik set voltů! Možnost úrazu elektrickým proudem tedy není zanedbatelná.

Existuje však možnost, jak uvedené nesnáze obejít, a to dokonce bez jakéhokoli zásahu do televizního přijímače [4]. Je totiž možné, jak bude daleko uvedeno, postavit si jednoduchý přístavek, který bude umístěn mimo vlastní televizní přijímač. Výstup z přípravku bude připojen k anténnímu zdírkám televizního přijímače (tedy z hlediska bezpečnosti naprostě nezávadně). Zkomunovaný signál bude přiveden na vstup přípravku. Na funkci přípravku je možno pohližet tak, že se vlastně jedná o miniaturní generátor televizního signálu. Vstupní, zkomunovaný signál je v tomto případě přiveden na televizní obrazový signál a spolu se snímkovými a řádkovými synchronizačními impulsy je namodulován na nosný vysokofrekvenční signál. Tento signál potom je přiveden, jak už bylo řečeno, k anténnímu zdírkám televizního přijímače.

Nevýhodou takto improvizovaného osciloskopu je, že budeme vázáni na kmitočet rozkladových generátorů v televizoru, tj. bud na 50 Hz nebo 15 625 Hz. Na první pohled by se tedy mohlo zdát, že takový osciloskop

mnoho služeb nenadělá. Zde je vhodné uvést alespoň několik příkladů, které opodstatní použitelnost takto zkonstruovaného osciloskopu:

1. kontrola výskytu přechodového zkreslení u nf zesilovačů,
2. kontrola velikosti tvarového zkreslení,
3. přibližné určení činitele intermodulačního zkreslení,
4. kontrola správné funkce výkonového stupně nf zesilovače.

Uvedené příklady, jak je ihned patrné, slouží k ověření činnosti nf zesilovačů. Zde je nutné si uvědomit, že při oživování nf zesilovačů mnohdy zápasíme s hrubými závadami (vadný tranzistor, vadný vazební kondenzátor atd.). Právě v těchto případech stačí místo zkušebního signálu z generátoru použít signál o kmitočtu 50 Hz, neboť hrubá závada se projeví stejně při kmitočtu 50 Hz, jako při kmitočtech vyšších. Navíc místo signálu ze signálního generátoru můžeme s výhodou využít zkušebního signálu, který získáme transformací síťového napětí na vhodnou úroveň. Odpadá tedy také nutnost používat někdy nedostupný nf generátor.

Jako druhou skupinu příkladů využití jednoduchého osciloskopu si lze uvést měření, která již z principiálních důvodů používají u časové základny osciloskopu signál o kmitočtu 50 Hz. Jsou to zejména měření, při nichž se osciloskop používá ve spojení:

5. s rozmitačem,
6. s přípravky, které umožňují snímat charakteristiky různých součástek (diod, tranzistorů atd.),
7. s přípravky, které umožňují přesně párovat diody, varikapy atd.,
8. s panoramatickým adaptorem (v tomto případě na přijímači posloucháme žádaný signál a na obrazovce vidíme značky, které představují ostatní stanice v příslušném kmitočtovém pásmu).

Dokonce i moderní komerční rozmitačce obsahují jednoduchý osciloskop s časovou základnou s kmitočtem 50 Hz (tzv. Polyskopy). Snahou výrobce je v tomto případě použít obrazovku s co největším stínítkem. Z tohoto hlediska můžeme dokonce lehce překonat většinu továrních výrobků, neboť například obrazovka s úhlopříčkou kolem 60 cm se prakticky u žádného běžného komerčního osciloskopu nevykrytuje.

Fakt, že snadno získáme velkoplošnou zobrazovací jednotku, přináší navíc nové možnosti využití, zejména pro demonstrační účely. Tato možnost bude aktuální například

pro potřeby výuky na školách, kde je někdy zapotřebí demonstrovat některé děje co nejširšímu okruhu posluchačů. V tomto případě je ovšem nutné mít na zřeteli požadavek na minimální finanční náklady. Následuje se zde tedy možnost využít proto televizních přijímačů, kterých se stále více používá ke zkvalitnění vyučovacího procesu téměř na všech typech škol.

Zobrazovací jednotku, která bude určena převážně právě k demonstračním účelům, je vhodné realizovat již jako dokonalejší přístroj, než s jakým vystačíme při běžné amatérské práci. Bude jistě vhodné rozšířit počet stop na televizní obrazovce na dvě až tři. Můžeme potom pohodlně sledovat vzájemnou souvislost několika signálů. Vhodné bude jistě také vybavit zobrazovací jednotku elektronickými obvody, které vytvoří na obrazovce souřadnou síť (rastr). U jednoduché zobrazovací jednotky můžeme vytvořit souřadnou síť tak, že ji nakreslíme na průhlednou fólii, kterou provizorně přichytíme (např. lepicí páskou) ke stínítku televizní obrazovky. Pokud souřadnou síť získáme čistě elektronickou cestou, budeme mít vždy kontrolu linearity rozkladových obvodů právě použitého televizního přijímače.

Takto zdokonalený „televizní osciloskop“ můžeme také použít jako výstupní velkoplošnou zobrazovací jednotku analogového počítače [5]. Analogový výpočet budeme v tomto případě provádět v repetičním režimu příprava – řešení. Jsou dve možnosti ve volbě časové základny:

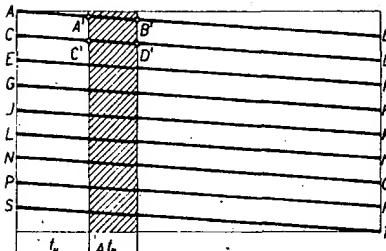
1. Pro vodorovnou časovou základnu je perioda repetičního řešení $64 \mu s$, z toho $54 \mu s$ probíhá řešení a $10 \mu s$ příprava.
2. Pro svislou časovou základnu je perioda repetičního řešení $20 ms$, z toho $18,4 ms$ probíhá řešení a $1,6 ms$ příprava.

Na základě výše provedené rozvahy byly navrženy a realizovány dvě zobrazovací jednotky. První, velmi jednoduchá (obsahuje pouze šest aktivních prvků), je určena převážně pro amatérské použití. Druhá jednotka je spíše určena k demonstračním účelům, případně může být použita jako velkoplošná zobrazovací jednotka pro analogový počítač. Obě tyto jednotky jsou dále podrobně popsány. Popis a návod na stavbu zobrazovacích jednotek je doplněn návody na několik jednoduchých přípravků, které ocení zvláště začínající amatéři. Jedná se o jednoduché jednoúčelové rozmitače, charakterografy atd.

Zde je nutné upozornit na to, že použity televizor v obou případech musí mít v pořádku nejen rozkladové obvody, ale i vif a mf obvody. Je to pochopitelné, neboť zkoušený signál prochází od anténních zdířek přes všechny obvody televizního přijímače až k obrazovce. Vzhledem k tomu, že výstupní signál z přípravku je poměrně silný, nemusí mít televizní přijímač velkou citlivost; běžně postačí citlivost rádu desítek milivoltů. Na druhé straně je jasné, že zvukové obvody nemusí pracovat vůbec.

Funkce zobrazovacích jednotek

Nejprve si vysvětlíme, jak je možno elektronickou cestou vytvořit na obrazovce televizního přijímače svislý bílý pruh (osa časové základny našeho „osiloskopu“). Představme si, že televizní snímací elektronka bude snimat jednoduchý bílý pruh tak, jak je to znázorněno na obr. 1 [6]. Elektronkový paprsek začne po ukončení předcházejícího snímkového synchronizačního impulsu svůj běh v bodu A. Pro jednoduchost budeme předpokládat, že liché a sudé řádky splývají (neuvážujeme tedy prokládané rádkování). Potom až do bodu A' bude mít obrazový signál maximální amplitudu, která odpovídá černé barvě (uvážujeme zde běžný negativní



Obr. 1. Rozklad svislého bílého pruhu

způsob modulace). Pak se skokem změní amplituda na úroveň bílé barvy. Tento stav bude trvat až do bodu B', v němž se skokem změní amplituda na úroveň, která odpovídá černé barvě. K této skokové změně amplitudy bude dále docházet v bodech C', D' atd. až do konce celého snímku. Jinými slovy: vždy po určité době t_1 se po ukončení každého rádkového synchronizačního impulsu skokem změní úroveň modulace, tato změna trvá po dobu Δt_1 a pak se modulační úroveň vrátí na původní velikost.

V tomto případě se nabízí možnost jak jednoduše elektronicky vytvořit uvedený modulační signál. Rádkové synchronizační impulsy budou po průchodu zpožďovacím obvodem zpožděny o dobu t_1 . Taktto zpožděnými impulsy se spojí monostabilní klopový obvod, jehož parametry jsou voleny tak, aby výstupní impulsy měly šířku Δt_1 .

Casy t_1 a Δt_1 jsou zde v přímé souvislosti se vzdáleností pruhu od okraje obrazovky a také s jeho šířkou.

Uvažujme nyní například televizní obrazovku o rozměrech 384×305 mm. Vzhledem k tomu, že elektronový paprsek nakreslí jeden rádek za $64 \mu s$, bude v tomto případě horizontální rychlosť elektronového paprsku v obrazovce určena vztahem

$$v_H = \frac{38,4}{64} = 0,6 \text{ cm}/\mu s.$$

Chceme-li, aby měl pruh šířku a [cm], bude pro čas Δt_1 platit

$$\Delta t_1 = \frac{a}{v_H} [\mu s; \text{cm}, \text{cm}/\mu s].$$

Zvolíme-li např. $a = 1 \text{ cm}$, bude potom

$$\Delta t_1 = \frac{1}{0,6} = 1,7 \mu s.$$

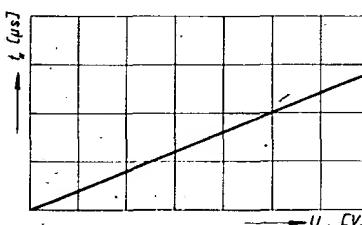
Budou-li tedy výstupní impulsy z monostabilního klopového obvodu dlouhé $1,7 \mu s$, bude potom uvažovaný pruh široký 1 cm .

Podobně budeme-li čítat, aby byl pruh ve vzdálenosti a' [cm] od levého okraje obrazovky, musí mít zpožďovací obvod zpoždění

$$t_1 = \frac{a'}{v_H} [\mu s; \text{cm}, \text{cm}/\mu s].$$

Lze-li plynule měnit zpoždění t_1 , bude se pruh pohybovat po obrazovce. Jestliže bude rozsah změny zpoždění v časovém intervalu 0 až $64 \mu s$, může se pruh pohybovat přes celou šířku obrazovky.

Pro účely zobrazovací jednotky je nutné, aby zpoždění zpožďovacího obvodu bylo lineárně závislé na přiloženém vstupním napětí tak, jak je to znázorněno na obr. 2.

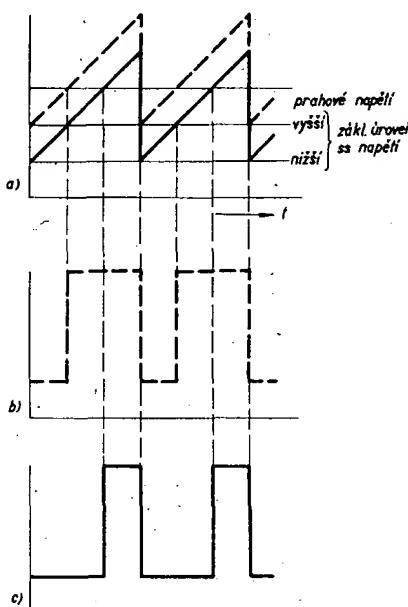


Obr. 2. Průběh časového zpoždění v závislosti na přiloženém ss napětí

Přivedeme-li pak na vstup takového napěťové závislého zpožďovacího obvodu střídavé napětí, bude se v závislosti na velikosti amplitudy vstupního signálu měnit zpoždění t_1 . To znamená tedy, že zpoždění t_1 bude sledovat amplitudu vstupního napětí a původní bílý svislý pruh, který byl rovný, dostane nyní tvar odpovídající průběhu amplitudy vstupního signálu.

Nejjednodušší způsob, jak realizovat napěťové závislé zpožďovací člen, je použít klopový obvod, jehož stav se skokem mění při určité prahové úrovni vstupního signálu (např. Schmittův klopový obvod). Takové obvody se často používají ke tvarování impulsních signálů nebo k přeměně napětí se sinusovým průběhem na napětí pravoúhlého průběhu.

Pokud na vstup klopového obvodu přivedeme napětí pilovitého průběhu o kmitočtu $15,625 \text{ Hz}$ spolu s přidavným stejnosměrným napětím, bude funkce obvodu poněkud odlišná. Při volbě vhodné základní úrovni stejnosměrného napětí (úrovně, při které není prahové úrovni použitého klopového obvodu ještě dosaženo), se v určitém okamžiku během zvětšování napětí pilovitého průběhu stav klopového obvodu změní (obr. 3a). Po dosažení maximální velikosti



Obr. 3. a) Napětí pilovitého průběhu a přidavné ss napětí, b) široký výstupní impuls, c) úzký výstupní impuls

vrací se napětí pilovitého průběhu na původní velikost. Tím se překlopí klopový obvod zpět do výchozího pracovního stavu. Vzhledem k tomu, že se signál pilovitého průběhu periodicky opakuje, bude na výstupu klopového obvodu napětí pravoúhlého průběhu se stálým opakovacím kmitočtem (obr. 3b, 3c).

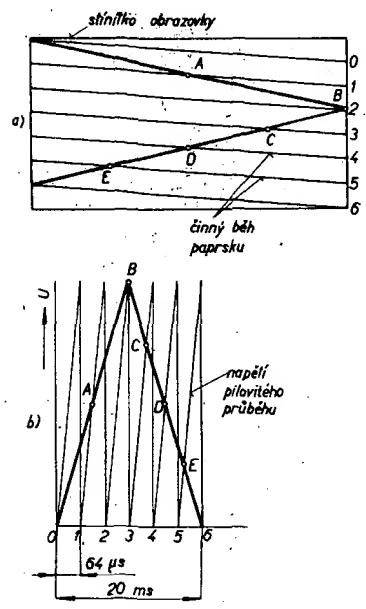
Zvětšime-li nyní stejnosměrné superpozici napětí (obr. 3a), způsobí napětí pilovitého průběhu, že se klopový obvod překlopí dříve než v případě, kdy stejnosměrné napětí zmenšíme. V prvním případě bude na výstupu klopového obvodu široký impuls (obr. 3b), ve druhém úzký (obr. 3c). Důležitá je zde ta skutečnost, že opakovací kmitočet impulsů pravoúhlého tvaru zůstává nezměněn a že zadní strana impulsů má v časovém průběhu stálou, neměnnou polohu. Na první pohled je

tedy jasné, že poloha náběžné hrany impulsu v čase bude závislá na velikosti stejnosměrného napětí. Jinými slovy: časové zpoždění od výchozí úrovně napětí pilovitého průběhu k náběžné hraně výstupního impulsu z klopného obvodu bude závislá na velikosti stejnosměrného napětí. To znamená, že v uvedeném případě bude klopný obvod pracovat jako napěťově závislý zpožďovací obvod.

Jak jsme si řekli již dříve, je nutné za zpožďovací obvod zařadit monostabilní klopný obvod, jehož parametry budou určovat tloušťku stopy našeho televizního osciloskopu. V nejjednodušším případě je možno nahradit monostabilní klopný obvod jednoduchým derivačním členem RC . Relativně malá (vzhledem k délce výstupních pravouhlých impulsů) časová konstanta způsobí, že na výstupu derivačního člena zbudou z pravouhlých impulsů jen ostré impulsy. V místě náběžné hrany bude kladný impuls, zatímco v místě sestupné hrany bude záporný impuls.

Záporný impuls, odvozený od sestupné hrany pravouhlého impulsu, spadá časově do doby zmenšování napětí pilovitého průběhu na výchozí velikost. Kladný impuls se bude proti zápornému posuvat se zmenšenou přidanou stejnosměrnou napětí. Pokud nyní doplníme již použitá dvě napětí (stejnosměrné napětí a napětí pilovitého průběhu), která ovládají stav klopného obvodu, napětím sledovaného průběhu, obdržíme již jednoduchý televizní osciloskop. Vstupní sledované napětí posouvá okamžik překlopení klopného obvodu. To znamená, že poloha kladného impulsu v čase bude závislá na okamžité velikosti sledovaného napětí.

Pro ilustraci je na obr. 4b uveden případ, kdy vstupní sledované napětí má trojúhelníkový průběh.

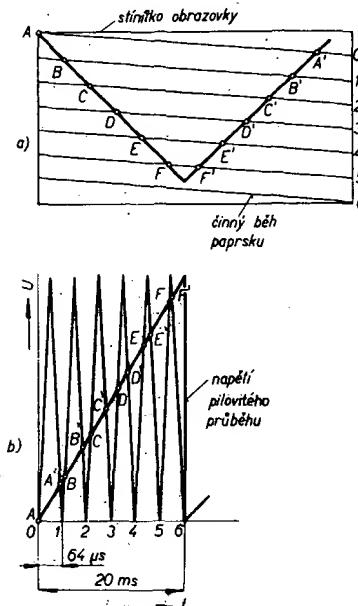


Obr. 4. Princip zobrazení napětí trojúhelníkovitého průběhu ($f = 50 \text{ Hz}$)

kotvitého průběhu s opakovací periodou 20 ms (perioda snímkových synchronizačních impulsů). Pro jednoduchost je na obrázku zakresleno pouze šest řádků. V časových okamžicích 0 až 1,5 začíná svůj běh příslušný řádek a zároveň se začíná zvětšovat okamžitá velikost napětí pilovitého průběhu. V místech A až E vznikne výše uvedeným způsobem krátký kladný impuls. Pokud je nějakým způsobem (zatím nás nemusí zajímat jakým)

přiveden tento impuls do obrazové části televizoru, rozsvítí se místa na obrazovce, odpovídající bodům A až E (obr. 4a). Tímto způsobem vznikne na obrazovce sledovaný průběh.

Na tomto místě je vhodné se zmínit ještě o poněkud odlišném způsobu zobrazení. Doposud jsme zatím uvažovali, že napětí pilovitého průběhu má opakovací periodu shodnou s periodou rádkových synchronizačních impulsů, tj. $64 \mu\text{s}$ ($f = 15,625 \text{ Hz}$) a že sledovaný signál má opakovací periodu shodnou s periodou snímkových synchronizačních impulsů, tj. 20 ms. Uvažujeme nyní obráceně. Sledovaný signál nechť má opakovací periodu 64 μs a napětí pilovitého průběhu 20 ms. Podobně jako v predešlém případě můžeme na obrázku sledovat zobrazení sledovaného signálu s trojúhelníkovitým průběhem. V bodech A, A' až F, F' (obr. 5b) vzniká krátký kladný impuls stejným způsobem, jako v predešlém případě. Obrazovka televizoru je potom bodově rozsvícena v bodech A, A' až F, F' (obr. 5a). Zde je také ihned vidět rozdíl



Obr. 5. Princip zobrazení napětí trojúhelníkovitého průběhu ($f = 15,625 \text{ Hz}$)

od predešlého případu. K tomu, aby nyní vznikl obraz sledovaného signálu na obrazovce, je zapotřebí tolíkat opakovat periodu sledovaného signálu, kolik je rádků, tj. 625krát. Z každé periody sledovaného signálu se odebírají pouze dva vzorky (např. v bodech B, B' atd.). K tomu abychom mohli složit z těchto dvojic vzorků průběh sledovaného signálu, musíme nutně použít výše uvedený počet period sledovaného signálu. Je to svým způsobem obdoba funkce vzorkovacích osciloskopů. Na rozdíl od predešlého případu bude časová základna „vodorovná“ a sledovaný signál může mít značně vyšší kmitočet ($\geq 15,625 \text{ Hz}$).

Ke správné funkci televizního osciloskopu je pochopitelně nutné, aby napětí pilovitého průběhu vždy synchronizovalo příslušné rozkladové obvody v televizním přijímači. Jen tak je totiž možno zajistit, aby úzký kladný impuls rozsvítí bodové stopu na stínítku obrazovky vždy ve stejný okamžik – pak průběh sledovaného signálu nebude zkreslen. To znamená, že při skutečné realizaci zobrazovací jednotky je nutné zajistit, aby vždy s počátkem periody napětí pilovitého průběhu byl vyslan do rozkladových obvodů televizního přijímače příslušný synchronizační impuls (rádkový nebo snímkový, podle zvoleného způsobu zobrazení).

Všem je jistě známo, že při práci s osciloskopem je nutné zajistit synchronizaci obvodů časové základny kmitočtem sledovaného signálu. V opačném případě by se obraz na stínítku obrazovky stále pohyboval. Platí zde, že sledovaný signál má mít kmitočet shodný s kmitočtem časové základny, nebo má být jejím celistvým násobkem. Zde je třeba si uvědomit, že kmitočet časové základny může být jen 50 Hz nebo 15,625 Hz (určeno pevně televizní normou). To znamená, že nejlépe je použít v případě sledovaného signálu kmitočet 50 Hz nebo 15,625 Hz, od něhož můžeme zároveň odvodit synchronizační impulsy (snímkové v prvním případě, rádkové ve druhém). Je nutné zdůraznit, že ve většině konstrukcí zobrazovacích jednotek se využívá sledovaného signálu s kmitočtem 50 Hz (lze jej lehce odvodit ze síťového napětí). Z výše uvedeného příkladu pak vyplývá, že v tomto případě budou rádkové impulsy odvozeny od generátoru napětí pilovitého průběhu, zatímco snímkové synchronizační impulsy budou odvozeny od zdroje sledovaného signálu.

Všechny uvedené signály je nutné přivést do televizoru. Nejprve je však musíme vhodným způsobem sloučit. Tímto způsobem vlastně obdržíme zjednodušený obrazový signál. Pokud bychom tento signál přivedli přímo na vstup obrazového zesilovače televizního přijímače, bude vlastně již televizní osciloskop schopen vykonávat svou funkci. Ovšem z hlediska jednoduchosti instalace zobrazovací jednotky je nesporně výhodnější obrazovým signálem nejprve modulovat vysokofrekvenční oscilátor a takto získaný vý signál přivést do anténního vstupu televizního přijímače. Při vlastní modulaci musíme dodržet podle naší televizní normy negativní způsob modulace, tj. maximální amplituda signálu bude vyjadřovat černou barvu, kdežto minimální bílou barvu.

Podle způsobu sloučení signálů (synchronizačních impulsů a signálu, který vyjadřuje průběh sledovaného signálu) můžeme zvolit, zda stopa na obrazovce televizního přijímače bude tmavá na světlém poli, nebo obráceně, tj. světlá ve tmavém poli. Druhý způsob odpovídá provedení u klasických osciloskopů. První způsob je výhodnější z hlediska bezpečnosti vypalování stínítka obrazovky nadměrným místním přejasením. Televizní obrazovka je totiž méně odolná v těchto případech než obrazovky, používané v běžných osciloscopech.

Jednoduchá zobrazovací jednotka

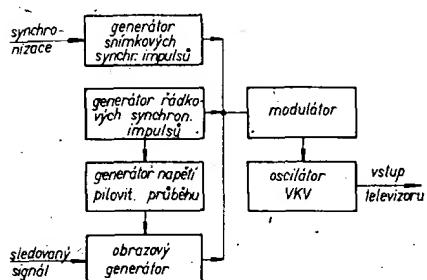
Námětem k dálé uvedené konstrukci byl článek v časopisu Radio (SSSR) [4]. Ovšem realizace podle uvedeného pramenu přinesla několik negativních poznatků. Především se ukázal jako nevhodný způsob generování rádkových synchronizačních impulsů a napětí pilovitého průběhu s opakovacím kmitočtem 15,625 Hz. Napětí pilovitého průběhu nevyhovovalo totiž svou značnou nonlinearitou, což mělo za následek, že průběh sledovaného signálu byl značně zkreslen. Z tohoto důvodu bylo místo blokovacího oscilátoru použito zapojení astabilního multivibrátoru s linearizujícím členem. Dále byly upraveny obvody modulátoru a vysokofrekvenčního oscilátoru. Na rozdíl od původního zapojení byl navíc do jednotky přidán obvod, umožňující posuv stopy po stínítku televizní obrazovky. Pro co nejjednodušší napájení je v přístroji použita pouze jedna plochá baterie (tj. $U_B = 4,5 \text{ V}$). Ukázalo se totiž, že původní napájecí napětí $U_B = 9 \text{ V}$ nemá v tomto případě žádné opodstatnění. Byl také změněn způsob modulace obrazového signálu. Na rozdíl od původního zapojení je stopa na

televizní obrazovce černá na světlém pozadí. Tento způsob modulace značně šetří stínítko obrazovky. V opačném případě (tj. bílá stopa na tmavém pozadí) se vypaluje stopa na stínítku obrazovky, především při zvýšeném jasu a kontrastu. Péče o jakost stínítka televizní obrazovky dále vystupuje do popředí zvláště v případě, kdy je televizor dálé používán k původnímu účelu, tj. k příjmu televizních signálů.

Při vlastní realizaci přístroje bylo s výhodou využito lineárních integrovaných obvodů TESLA. Timto způsobem se zjednodušila stavba zařízení a zároveň se zlepšila jeho jakost.

Popis zapojení

Na obr. 6 je blokové zapojení popisovaného přístroje. Jak je z uvedeného obrázku patrné, obsahuje osciloskopický adaptér k televiznímu přijímači, generátory rádkového synchronizačního napětí, generátory rádkových synchronizačních impulsů, modulátor, oscilátor VKV a konečně obrazový generátor.



Obr. 6. Blokové zapojení jednoduché zobrazovací jednotky

vých a snímkových synchronizačních impulsů, generátor napětí pilovitého průběhu pro rádkový rozklad, napěťový komparátor (měnič vstupního sledovaného napětí v obrazové impulsy), modulátor a konečně oscilátor VKV.

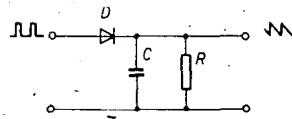
Skutečné zapojení celého přístroje je na obr. 7. Jak už bylo dříve řečeno, je možno na

uvedený přístroj pohlížet jako na miniaturní generátor TV signálu, v němž se generuje úplný televizní signál, který se liší od standardního pouze nepřítomností vyrovňávacích impulů.

Snímkové synchronizační impulsy se tvoří tvarováním střídavého napětí (20 V/50 Hz). Střídavé sinusové napětí se tvaruje nejprve pomocí odporu R_1 a diod D_1 až D_3 . První tranzistor v IO_1 , potom z takto upraveného sinusového napětí vytvoří napětí pravoúhlého průběhu. Z kolektoru tohoto tranzistoru je pravoúhlé napětí přivedeno na derivační obvod R_4 , C_1 . Díky činnosti derivačního obvodu bude na bázi druhého tranzistoru IO_1 dva úzké impulsy. Kladný impuls je odvozen od náběžné hrany pravoúhlého impulsu, zatímco záporný impuls je odvozen od sestupné hrany. Záporný impuls je dále tvarován a zesílen druhým tranzistorem v IO_1 . Kladný snímkový impuls z kolektoru uvedeného tranzistoru je pak přiveden přes oddělovací diodu D_4 na bázi modulačního tranzistoru T_3 .

Základem generátoru rádkových synchronizačních impulsů je astabilní multivibrátor s tranzistory T_1 a T_2 . Kladný rádkový synchronizační impuls jsou odebrávány přes oddělovací diodu D_8 a kondenzátor C_7 z kolektoru tranzistoru T_2 (p-n-p). Změnu odporu R_6 a R_9 můžeme nastavit přesně kmitočet multivibrátoru (15 625 Hz) a změnu odporu R_7 a R_8 můžeme nastavit přesně délku výstupních impulsů.

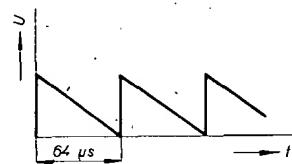
Jako generátor napětí pilovitého průběhu je zapojen integrační obvod, který vytváří z kladných rádkových synchronizačních impulsů napětí pilovitého průběhu. Funkce integračního obvodu je zřejmá z obr. 8. Kladný impuls rychle nabije přes diodu D kondenzátor C , který se po ukončení impulsu pomalu vybije přes odporník R . Dioda D zabrání rychlému vybití kondenzátoru C přes malý vnitřní odporník generátoru kladných impulsů (kolektorní odporník R_{12} tranzistoru T_2). Vybití náboje kondenzátoru počítá až do příchodu dalšího kladného impulsu, který kondenzátor C opět nabije a celý postup se bude výše naznačeným postupem periodicky opakovat. Jednoduchý



Obr. 8. Jednoduchý integrační obvod RC

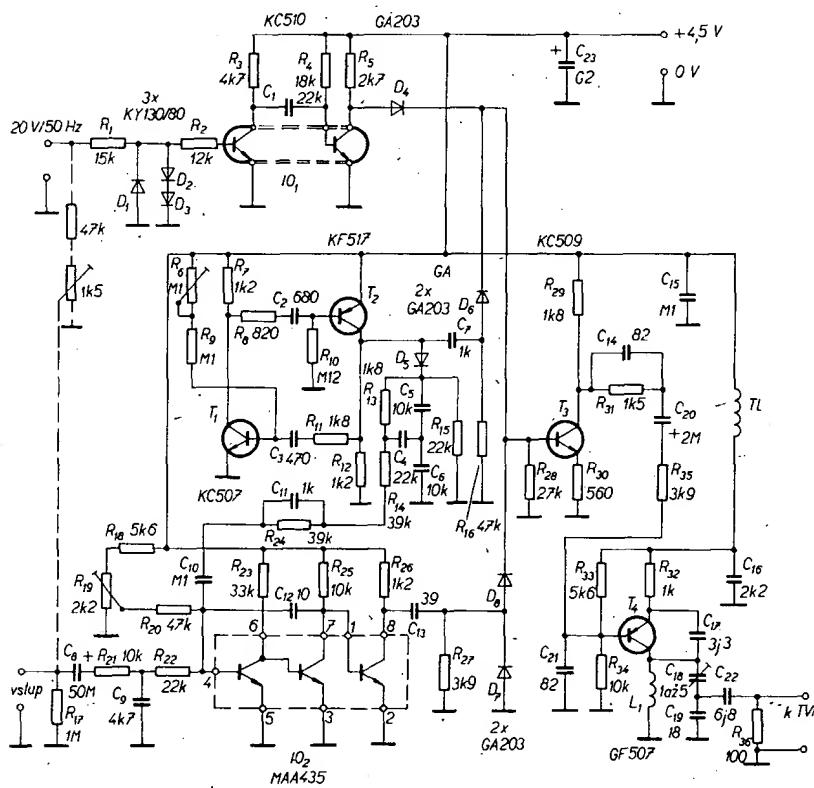
integrační obvod RC ovšem nevyhoví z hlediska požadavku na linearitu napětí pilovitého průběhu. Ve skutečném zapojení je proto použit složitější integrační obvod (jedná se o součástky R_{13} , R_{15} , C_4 , C_5 , C_6), který vytváří napětí pilovitého průběhu s velmi dobrou linearitou. Toto napětí je pak přivedeno přes odpory R_{14} , R_{24} a kondenzátor C_{10} na vstup napěťového komparátoru (klopného obvodu). Kondenzátor C_{11} , zapojený paralelně k odporu R_{24} , zlepšuje přenos vysokých kmitočtů, který je nutný k nezkreslenému přenosu napětí pilovitého průběhu. Současně s napětím pilovitého průběhu je na vstup napěťového komparátoru přivedeno stejnosměrné napětí z odporevého děliče R_{18} , R_{19} a přes odpory R_{21} , R_{22} sledovaný signál. Kondenzátor C_9 potlačuje nežádoucí vysoké kmitočty. V případě potřeby je ho možno vypustit.

Vlastní napěťový komparátor je realizován lineárním integrovaným obvodem IO_2 , který je zapojen jako třístupňový přímozávazný zesilovač. Tento zesilovač, díky velkému zesílení - 50 000 až 100 000 - pracuje podobně jako Schmittův klopny obvod. To znamená, že od určitého vstupního prahového napětí dojde na kolektorovém odporníku R_{26} třetího tranzistoru ke skokové změně napětí (překlopí se klopny obvod). Jak bylo již dříve podrobne vysvětleno, je okamžik překlopu obvodu během periody rádkových synchronizačních impulsů závislý na okamžité velikosti sledovaného signálu. Vzhledem k tomu, že napětí pilovitého průběhu má na vstupu komparátoru průběh podle obr. 9



Obr. 9. Napětí pilovitého průběhu na vstupu komparátoru

(tedy obrácený průběh, než jaký je znázorněn na obr. 3a), bude třetí tranzistor IO_2 tak dlouho ve vodivém stavu, dokud bude součet všech napětí na vstupu komparátoru větší, než je prahové napětí. Průchod prahovou úrovní je pochopitelně závislý na okamžité velikosti sledovaného napětí. Při průchodu prahovou úrovní se třetí tranzistor IO_2 skokem dostane do nevodivého stavu. To znamená, že na odporu R_{26} bude vznikat kladný impuls, jehož začátek v čase je závislý na okamžité hodnotě vstupního sledovaného napětí, zatímco jeho ukončení bude časově shodné s počátkem další periody napětí pilovitého průběhu. Při nepřítomnosti sledovaného napětí je osová čara ve středu obrazovky a to ve směru od vrchního okraje obrazovky ke spodnímu okraji. Podle nutnosti je možno obraz posouvat dole nebo doprava změnou nastavení trimru R_{19} . Pro zvětšení ostrosti obrazu na obrazovce televizoru má komparační zesilovač zavedenu zpětnou vazbu z kolektoru druhého tranzistoru na bázi prvního tranzistoru přes kondenzátor C_{12} . Uvedená vazba značně zvětšuje



Obr. 7. Schéma zapojení jednoduché zobrazovací jednotky

zesílení v oblasti vysokých kmitočtů a zároveň zvětšuje strmost výstupních impulsů. Na obrazovce se to projeví zvětšením ostrosti přechodu od bílé barvy k černé barvě.

Kladný impuls je z odporu R_{26} přiveden na derivační obvod R_{27} , C_{13} . Úzký kladný impuls, který je odvozen od vzestupné hrany impulsu na odporu R_{26} , je potom dále přiveden přes oddělovací diodu D_8 na bázi modulačního tranzistoru T_3 . Tyto impulsy již představují obrazové impulsy, jejich poloha v průběhu periody rádkových synchronizačních impulsů je závislá na okamžité velikosti sledovaného napětí.

Rádkové a snímkové synchronizační impulsy stejně jako obrazové impulsy jsou sloučeny na vstupu modulačního zesilovače (T_3).

Posledním obvodem našeho „televizního osciloskopu“ je vysokofrekvenční oscilátor s tranzistorem T_4 . Tento tranzistor pracuje v zapojení se společnou bází a zpětnou vazbou se zavádí kondenzátorem C_{17} , zapojeným mezi kolektor a emitor. Kmitočet oscilátoru je určen indukčností cívky L_1 a kapacitami kondenzátorů C_{17} , C_{18} , C_{19} a vnitřními kapacitami tranzistoru T_4 .

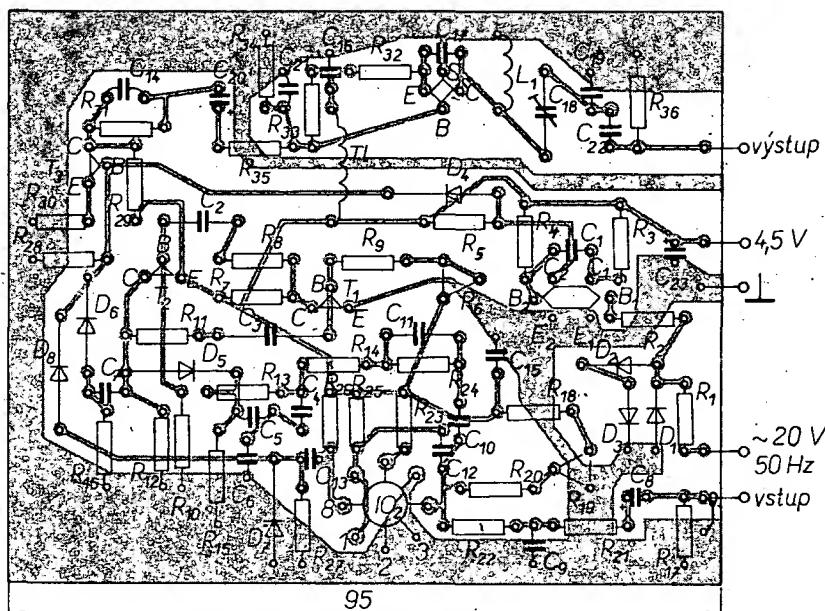
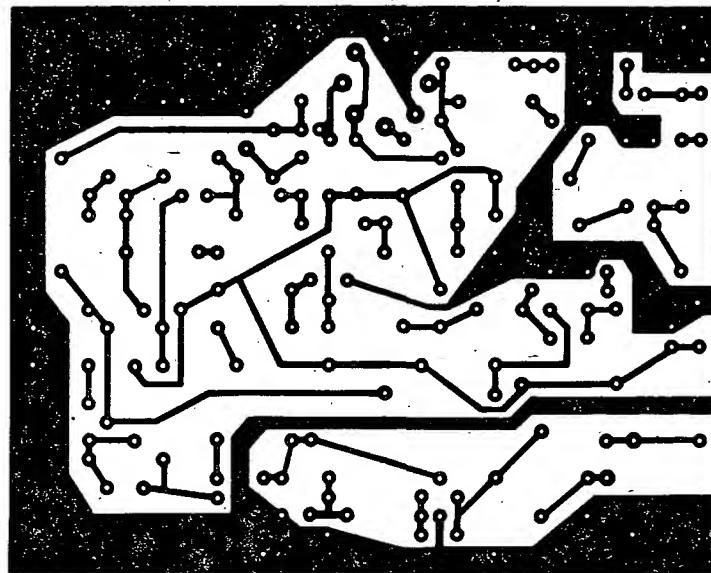
Výstupní amplitudově modulované napětí se odebírá z kapacitního děliče z kondenzátorů C_{18} , C_{19} a je přivedeno přes kondenzátor C_{22} na výstupní svorky. Odpor R_{36} upravuje výstupní impedanční výkonové velikost. Uplní televizní signál, jímž je amplitudově modulován oscilátor, je přiveden z kolektoru tranzistoru T_3 na korekční obvod R_{31} , C_{14} a přes ochranný odpór R_{35} na bázi tranzistoru T_4 . Korekční obvod kompenzuje pokles vysokých kmitočtů, způsobený integračním článkem R_{35} , C_{21} . Kondenzátor C_{21} je zde nutný pro vyšokofrekvenční uzemnění báze tranzistoru T_4 , které je nezbytně nutné pro správnou funkci oscilátoru. Pracovní bod tranzistoru T_4 stabilizuje odporný dělič R_{33} , R_{34} a odpór R_{32} . Na místě T_4 je nejlépe použít tranzistor typu GF507, v nouzovém případě GF505. K vlastní modulaci oscilátoru se využívá závislosti výkonového zesílení tranzistoru T_4 na kolektorovém proudu. Změny kolektorového proudu T_4 lze dosáhnout změnou proudu do báze. Proud báze (a tím i tedy kolektorový proud) je určen průběhem modulačního, tj. úplného televizního signálu.

Vzhledem k tomu, že tranzistor použitý v oscilátoru je typu p-n-p, bude se výstupní výkon zvětšovat se zmenšujícím se modulačním napětím. Požadujeme-li tedy negativní modulaci, musí být invertován televizní signál, který je na bázi tranzistoru T_3 . To je také důvodem, proč je odebíráno modulační signál z kolektoru T_3 . Pokud by byl tranzistor T_4 typu n-p-n, potom bychom museli odebírat modulační signál z emitoru T_3 .

Stavba a seřízení přístroje

Vlastní stavba přístroje nebude jistě činit žádné potíže, neboť se jedná o poměrně jednoduché zapojení. Všechny součástky jsou umístěny na jediné desce s plošnými spoji (obr. 10). Pouze stavbu a seřízení všech součástek do jednotky je nutné věnovat více místa.

Cívku L_1 navineme na trnu o průměru asi 6 mm. Po návinutí roztahneme závity tak, aby rozteč vývodů byla asi 12 mm. Konce drátu zkrátíme tak, aby přečnívaly přes vnější průměr cívky asi o 6 mm. Potom je v délce přibližně 4 mm zbavíme lakové izolace a cívku zapájíme do destičky tak, aby mezi ní a destičkou zůstala mezera přibližně 2 až 3 mm. Stejně nenáročná je realizace tlumivky v napájení, kterou zhotovíme tak, že navineme 15 závitů lakovaného drátu o prů-



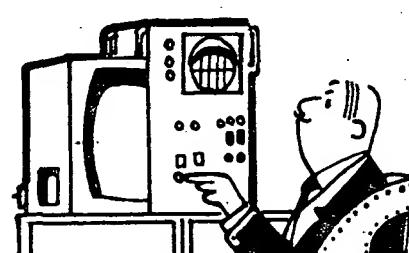
Obr. 10. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek jednoduché zobrazovací jednotky (M228)

měru 0,15 až 0,25 mm na tělisku miniaturního odporu (TR 112) 100 k Ω (nebo více). Po zapojení všech součástek do destičky s plošnými spoji můžeme připojit napájecí napětí. Kdo má k dispozici absorpní vlnoměr, může si ověřit, kmitá-li oscilátor. Zároveň je možno si ihned ověřit přeladitelnost oscilátoru změnou kapacity kondenzátorového trimru C_{18} . Pro přenos se použije takový kmitočet (televizní kanál), na němž se v okolí neprijímá žádny televizní program. Oscilátor lze přeladit přibližně v rozsahu od 170 do 230 MHz. Abychom co nejvíce omezili nežádoucí vf_vyzařování, je vhodné celý přístroj umístit do kovové skřínky. Rovněž tak venujeme pozornost připojení k televiznímu přijí-

mači. Velmi vhodná je pro tento účel tzv. účastnická šňůra, kterou si však musíme poněkud upravit. Z jejího konce sejmeme konektory, kterým se šňůra připojuje do krabice rozvodu televizního signálu. Takto získané volné konce šňůry připájíme k příslušným bodům na desce s plošnými spoji.

K otázkce volby kmitočtu pro přenos v signálu je možno ještě uvést, že z obecného hlediska je velmi vhodný kmitočet 200 MHz (v oblasti kmitočtů III. televizního pásmu). V tomto případě druhá harmonická leží mezi třetím a čtvrtým televizním pásmem a třetí harmonická „padne“ mezi čtvrté a páté televizní pásmo. Musíme však mít na zřeteli, že v některých oblastech na uvedeném kmitočtu pracují vykřývací vysílače; a že např. v Praze se u televizních rozvodů u společných TV antén převádí do 9. kanálu signál druhého programu.

Při seřízení oscilátoru bez měřicích přístrojů zbyvá jediná možnost – použít samotný televizní přijímač. Po připojení TV přijímače k přístroji a po jeho nastavení na zvolený kanál se snažíme naladit oscilátor kondenzátorovým trimrem C_{18} . Správné naladění poznáme výrazným zmenšením šumu na obrazovce i ve zvuku.

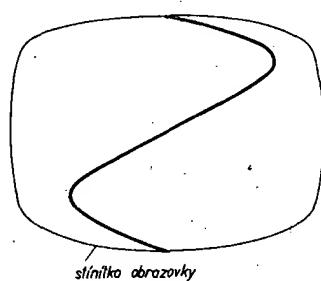


Dalším obvodem, který vyžaduje nastavení, je generátor rádkových synchronizačních impulsů. Jediný prvek, který budeme muset nastavovat (odpor), je volen jako měnitelný, parametry ostatních součástek nejsou kritické.

Po připojení napájecího zdroje (plochá baterie) připojme výstup z vf oscilátoru k televiznímu přijímači. Na jeho obrazovce (přidáme-li jas tak, aby obrazovka byla tmavě šedá) se objeví nestabilní tmavé pruhy. Před dalším postupem je vhodné odpájet z desky jeden konec diody D₈. V obrazovém signálu pak budou pouze synchronizační impulsy. Pak se snažíme otáčením běžce odporového trimru R₆ dosáhnout stabilního stavu, při němž je celá plocha obrazovky šedá. Pokud dosáhneme takového stavu, že se přes obrazovku pohybují šikmě bílé pruhy, dolaďme nejprve oscilátor vstupního dílu televizoru tak, aby tyto pruhy byly černé a teprve potom se snažíme běžcem trimru R₆ dosáhnout stavu, při němž je celá plocha obrazovky šedá. Při dalším „proladování“ trimru R₆ musíme mít možnost „roztrhat“ obraz do šikmých pruhů na obě strany od stabilního stavu. Ve stabilním stavu je rádkový generátor televizoru synchronizován impulsy z generátoru rádkových synchronizačních impulsů z našeho „televizního osciloskopu“.

Nyní můžeme připájet nazpět diodu D₈ a na vstup generátoru snímkových synchronizačních impulsů přivedeme střídavé napětí 20 V o kmitočtu 50 Hz. Na obrazovce by se pak měl objevit svislý tmavý pruh. Pokud by tomu tak nebylo, zkusime změnit nastavení trimru R₁₉. Nastavení tohoto trimru určuje, jak již víme, polohu uvedeného pruhu na obrazovce. Pokud se žádáný pruh neobjeví ani při protáčení jezdce trimru R₁₉, je vhodné zvětšit odpor R₂₇ asi na 10 kΩ. Odpor R₂₇ spolu s kapacitou kondenzátoru C₁₃ určuje šířku hledaného pruhu. Může se totiž stát, že vlivem rozptylu hodnot uvedených součástek bude pruh tak úzký, že vlastně zanikne. Proto je lepší odpor R₂₇ zvětšit a teprve až se pruh objeví, nastavit změnou odporu R₂₇ šířku pruhu na vhodnou velikost (2 až 3 mm na velké obrazovce).

Nyní můžeme přivést na vstup komparátoru kontrolní signál, který získáme z vhodného napěťového děliče (na obr. 7 znázorněno čárkováně). Nesmíme zde zapomenout, že citlivost televizního osciloskopu je -300 mV pro dosažení obrazu přes celé stínítko obrazovky televizoru. Po připojení kontrolního signálu se objeví na obrazovce jedna perioda sinusového napětí o kmitočtu 50 Hz (obr. 11). Nakonec je ještě vhodné dolaďit jemně



Obr. 11. Průběh kontrolního signálu na obrazovce televizoru.

oscilátor vstupního dílu televizoru tak, aby byl obraz co nejostřejší a bez nežádoucích obrysů. Tímto krokem je vlastně „televizní osciloskop“ seřízen. Na tomto místě je vhodné poznámenat, že kdo by chtěl regulovat citlivost televizního osciloskopu, může připojit vstup přes lineární potenciometr 100 kΩ. Zapojení a funkce potenciometru je v tomto případě stejná, jako při regulaci hlasitosti v nízkofrekvenčních zesilovačích.

Seznam součástek

Odpory (TR 112a) a odporové trimry (TP 011)

R ₁	15 kΩ
R ₂	12 kΩ
R ₃	4,7 kΩ
R ₄	18 kΩ
R ₅	2,7 kΩ
R ₆	0,1 MΩ
R ₇ , R ₁₂ , R ₂₆	1,2 kΩ
R ₈	820 Ω
R ₉	0,1 MΩ
R ₁₀	0,12 MΩ
R ₁₁ , R ₁₃ , R ₂₉	1,8 kΩ
R ₁₄ , R ₂₄	39 kΩ
R ₁₅ , R ₂₂	22 kΩ
R ₁₆ , R ₂₀	47 kΩ
R ₁₇	1 MΩ
R ₁₈ , R ₆₃	5,6 kΩ
R ₁₉	2,2 kΩ
R ₂₁ , R ₂₅ , R ₃₄	10 kΩ
R ₂₃	33 kΩ
R ₂₇ , R ₃₅	3,9 kΩ
R ₂₈	27 kΩ
R ₃₀	560 Ω
R ₆₁	1,5 kΩ
R ₃₂	1 kΩ
R ₃₆	100 Ω

Kondenzátory

C ₁ , C ₄	TK744, 22 nF
C ₂	TC281, 680 pF
C ₃	TC281, 470 pF
C ₅ , C ₆	TK744, 10 nF
C ₇ , C ₁₁	TK724, 1 nF
C ₈	TE002, 50 μF
C ₉	TK724, 4,7 nF
C ₁₀ , C ₁₅	TK782, 0,1 μF
C ₁₄ , C ₂₁	TK754, 82 pF
C ₁₂	TK754, 10 pF
C ₁₃	TK754, 39 pF
C ₁₆	TK724, 2,2 nF
C ₁₇	TK755, 3,3 pF
C ₁₈	WK701, 22, 1 až 5 pF
C ₁₉	TK754, 18 pF
C ₂₀	TE005, 2 μF
C ₂₂	TK754, 6,8 pF
C ₂₃	TE002, 200 μF

Diody

D ₁ , D ₂ , D ₃	KY130/80
D ₄ , D ₅ , D ₆ , D ₇ , D ₈	GA203

Integrované obvody

IO ₁	KC510
IO ₂	MAA435

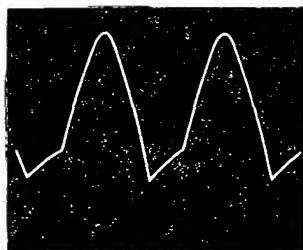
Tranzistory

T ₁	KC507
T ₂	KF517
T ₃	KC509
T ₄	GF507

Cívky

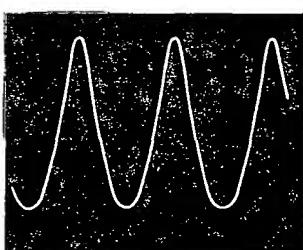
T ₁	15 z drátu o Ø 0,15 mm CuL na odporu 1 MΩ, TR 112a
L ₁	5 z drátu o Ø 0,5 mm CuL, vinuto na trnu o Ø 6 mm

Při vlastní kontrole nf zesilovače budeme postupovat tak, že namísto reproduktoru zapojíme zatěžovací odpor R₂ (o stejném odporu jako je impedance reproduktoru nebo reproduktoru soustavy). Ke vstupním svorkám zesilovače přivedeme vstupní – měřicí signál, jehož úroveň nastavíme tak, až na zatěžovacím odporu dostaneme výstupní napětí, odpovídající velikostí jmenovitému výkonu. Velikost napětí zjistíme na stínítku osciloskopu (televizoru), který připojíme paralelně k zatěžovacímu odporu R₂. Dosáhne-li jmenovitého výstupního napětí na předepsané zážehy a je-li průběh výstupního signálu nezkreslený, je zesilovač v pořádku. Pokud nedosáhne jmenovitého výstupního napětí a jedna polovina sinusovky výstupního signálu je omezována, nebude patrně jeden z tranzistorů v pořádku (obr. 12).



Obr. 12. Průběh výstupního signálu koncového stupně, je-li jeden z tranzistorů vadný

Nepomůže-li výměna, může být závada v buďcím tranzistoru nebo v jeho obvodech. O tom se přesvědčíme tak, že zkontrolujeme průběh signálu na bázi buďcího tranzistoru a potom na jeho kolektoru (nebo i emitoru, pracuje-li tranzistor jako invertor). Pokud se zkreslený signál objeví již na bázi buďcího tranzistoru, bude pochopitelně závada v předzesilovacím stupni. Pokud bude zkreslený signál již na kolektoru (nebo i emitoru) buďcího tranzistoru, zatímco na jeho bázi je signál nezkreslený, bude závada v obvodech budiče nebo bude být špatný samotný tranzistor budiče (obr. 13).



Obr. 13. Průběh výstupního napětí při vadném předzesilovacím nebo buďcím stupni

Některé aplikace televizního osciloskopu

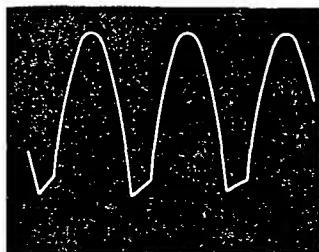
Zkoušení nf zesilovačů

Je všeobecně známo, že s nf generátorem a osciloskopem můžeme nf zesilovače nejen proměřovat, ale systematicky i vyhledávat závady a po jejich odstranění se přesvědčit o stavu zesilovače.

Ve většině případu zkoušení spočívá v osciloskopickém sledování průběhu vstupního měřicího signálu v důležitých bodech zesilovače. Je ustáleným zvykem používat jako měřicí signál sinusový signál s kmitočtem 1 kHz. Ovšem nic nebrání tomu, abychom použili signál odvozený ze sítě, tj. signál s kmitočtem 50 Hz. U kvalitních nf zesilovačů by signál s kmitočtem 50 Hz neměl mit znatelný útlum.

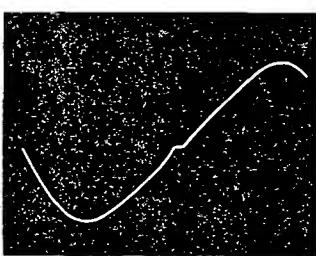
Mnohdy, zvláště v amatérských konstrukcích, nebývá vždy v koncovém stupni použita dvojice tranzistorů se shodnými parametry. Výstupní signál bude mít v tomto případě průběh podle obr. 14. Odstranit tuto závadu je možné pouze výměnou koncových tranzistorů za lépe párované. V některých případech, není-li nesymetrie příliš značná, lze poměry zlepšit zvětšením stupně záporné zpětné vazby. Tento zákon přináší ovšem na druhé straně i nežádoucí důsledek – zmenší se zesílení zesilovače.

Další možnost vzniku zkreslení v nízkofrekvenčních zesilovačích určitých typů je



Obr. 14. Průběh výstupního signálu při nesymetrických koncových tranzistorech

dána příliš malým klidovým proudem koncového stupně zesilovače. Tento typ zkreslení se projevuje hlavně při menší hlasitosti, zatímco při větších výkonech není patrný. V tomto případě bude mít měřicí signál tvar blízký průběhu podle obr. 15. Zkreslení se odstraní tak, že zvětšíme klidový proud koncových tranzistorů.



Obr. 15. Průběh signálu s přechodovým zkreslením

Popsané jednoduché způsoby kontroly nízkofrekvenčních zesilovačů zde nejsou popsány s nutnou přesností a systematicností. Jsou uvedeny spíše jako příklady k použití televizního osciloskopu. Mnohem důkladněji jsou způsoby kontroly a měření nf zesilovačů popsány například v práci [7].

Pochopitelně nemůžeme našim televizním osciloskopem realizovat přímo taková měření, jako je například měření harmonického zkreslení. Každému je však alespoň priblížně známo, že činnost harmonického zkreslení určuje svým způsobem kvalitu nf zařízení. Doplňme-li měření harmonického zkreslení měřením, alespoň orientačním, velikosti intermodulačního zkreslení, můžeme si udělat o jakosti zesilovače dobrý obraz. V mnoha případech totiž vystihuje velikost intermodulačního zkreslení kvalitu nf zařízení lépe, než velikost harmonického zkreslení. Z tohoto důvodu je v další části uveden jednoduchý způsob měření intermodulace, při němž jako indikátor vyhoví i televizní osciloskop.

Intermodulační zkreslení a jeho měření

Nelinearity nízkofrekvenčních zesilovačů se běžně zjišťuje měřením harmonického zkreslení. K tomuto účelu se využívají dvou metod: měří se jednak celkové zkreslení a jednak každá harmonická složka zkreslení zvlášt vlnovým analyzátorem. Obě tyto metody ovšem vyžadují, aby se zkoušené zařízení napájelo nezkresleným signálem – získat takový signál je však někdy obtížné.

Podstatnější závadou při měření harmonického zkreslení však je, že nedává vždy výsledky, které by souhlasily s poslechovou zkouškou. Malé zkreslení, jež by mohlo

nasvědčovat dobré kvalitě a věrnosti, nezájistuje ještě, že reproduktory na výstupu zesilovače budou dobře reprodukovat zesílený vstupní signál. Vzhledem k tomu, že lidské ucho velmi správně rozpoznává malá harmonická zkreslení, bude případně zhoršenou jakostí reprodukce způsobovat tedy jiný druh zkreslení.

Tento další druh zkreslení vzniká tak, že zařízení, které obsahuje nelineární prvky (tranzistory) produkuje signály dalších kmitočtů, procházejí-li jim současně dva nebo několik signálů určitých kmitočtů. Jde o nežádanou nízkofrekvenční obdobu směšování, které se používá v přijímačích. Při praktickém provozu nízkofrekvenčních zesilovačů se vždy zpracovávají signály několika kmitočtů najednou a nelinearity zesilovače pak způsobuje, že kromě původních žádaných signálů budou na výstupu i nové, nežádoucí signály. Nejsou-li kmitočty těchto nových signálů v harmonickém vztahu ke kmitočtům původních signálů, vznikají nepříjemně znějící zvuky, na které je ucho velmi citlivé.

Nepříjemnou skutečností je, že v některých případech k tomuto jevu – intermodulaci – může dojít i tehdy, má-li signál, zpracovávaný zesilovačem, malé harmonické zkreslení. Je proto žádoucí zjišťovat intermodulační zkreslení i u těch zesilovačů, u nichž naměříme harmonické zkreslení vyhovující velikost. Vždy je proto vhodné měřit velikost intermodulačního zkreslení, neboť výsledky měření dají spolehlivější představu o kvalitě zesilovače (a navíc se lepě shoduje s poslechovou zkouškou), než když se měří pouze velikost harmonického zkreslení.

Při měření intermodulačního zkreslení se lze spokojit se signálem z levného nf oscilátoru, jehož signál má „rozumnou“ velikost harmonického zkreslení na rozdíl od případu, kdy se měří harmonické zkreslení, jehož správné zjištění vyžaduje měřicí signál s velmi malým harmonickým zkreslením. Tato skutečnost je velikou výhodou, zvláště v amatérské praxi.

Při měření intermodulačního zkreslení se používají různé metody. Při všech způsobech měření se zkoušené zařízení napájí dvěma měřicími signály různých kmitočtů a měřením výstupního signálu se zjišťuje velikost vzájemného působení obou signálů vlivem nelinearity zesilovače. Nelze-li takové vzájemné působení zjistit, nedošlo k modulaci a můžeme soudit, že nelinearity zesilovače jsou velmi malé.

Procházejí-li nelineárními zesilovačem dva čisté sinusové signály rozdílného kmitočtu současně, bude výstupní napětí obsahovat kromě původních signálů i signály nové, jejichž kmitočty vzniknou součtem i rozdílem kmitočtů původních signálů. Pokud tedy budeme zařízení napájet jednak signálem s nízkým kmitočtem f_1 , jednak signálem s vysokým kmitočtem f_2 , budou na výstupu signály s kmitočty f_1 , f_2 , $f_1 + f_2$ a $f_2 - f_1$. Obsahuje-li měřicí signál o kmitočtu f_1 druhou harmonickou složku ($2f_1$) stejně tak, jako signál s kmitočtem f_2 , nastanou ještě větší komplikace. Na výstupu pak budou signály s kmitočty f_1 , f_2 , $2f_1$, $2f_2$, $f_1 + f_2$, $f_2 - f_1$, $f_1 + 2f_2$, $f_2 - 2f_1$, $2f_1 + 2f_2$ a $2f_2 - 2f_1$. Pokud budou v původních signálech obsaženy výrazným způsobem ještě další vysí harmonické složky (třetí, čtvrtá a pátá), vznikne uvedeným způsobem mnoho dalších, nežádaných signálů.

Jak z výše uvedených vztahů vyplývá, kmitočty mnoha nových signálů nejsou navzájem v harmonickém poměru a dávají tak vznik disonancím. Vzhledem k tomu, že tyto nežádané signály jsou „seskupeny“ těsně kolem původních signálů, překryvají je a sníží jakost tónů. Signály, které vznikly intermodulací, mohou mít kmitočty nižší i vysí, než kmitočty původních signálů. Harmonické zkreslení naproti tomu dává

vznik jen signálům s kmitočty vyššími, než byly kmitočty původních signálů.

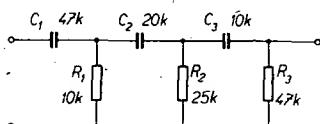
Harmonické zkreslení se měří pouze jediným sinusovým signálem, nf zesilovač se však používá jen zřídka ke zpracování jediného „čistého“ signálu. Jak hudba, tak i řec se skládají z vlnění, které má velký počet jednotlivých kmitočtových složek. Při intermodulaci se tyto složky nevzájemně modulují a dávají tak vznik produktů, které jsou pro poslech nepříjemné. Proto také měření pouze harmonického zkreslení nemusí vždy objevit závady, jež způsobují nekvalitní reprodukci, zatímco měření intermodulačního zkreslení na tyto závady upozorní.

Při měření intermodulačního zkreslení se zjišťuje procento modulace signálu s vysíším kmitočtem signálem s nižším kmitočtem. Způsob tohoto měření je v podstatě stejný, jaký se používá při měření hĺbky amplitudové modulace ve vysílačích. Výstupním indikátorem může být přímoukazující měřicí přístroj nebo osciloskop.

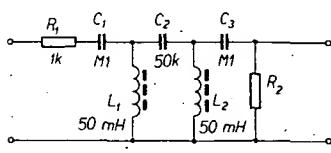
Velikost intermodulace závisí nejen na vzájemném vztahu signálů vysíšího a nižšího kmitočtu, ale také na poměru jejich amplitud. Standardní poměr amplitud je 4 : 1, tj. amplituda signálu s nižším kmitočtem je čtyřnásobná vzhledem k amplitudě signálu s vysíším kmitočtem.

Měřicí kmitočty mohou být voleny v širokém kmitočtovém rozsahu od 50 do 12 000 Hz. Pro zjednodušení měřicího aparatury lze použít jako signál vysíšího kmitočtu upravené napětí sítě. V praxi se používá pro dolní kmitočtové pásmo generátor s kmitočty 60, 100, 160 Hz a pro horní kmitočtové pásmo generátor s kmitočty 4, 6, 10 kHz.

Nejvhodnějším indikátorem je pro amatéra osciloskop. Při měření intermodulačního zkreslení jej musíme doplnit horní propustí, která se zapojí mezi vstupní svorky vertikálního zesilovače osciloskopu a výstupní svorky měřeného zařízení. Účelem tohoto filtru je potlačit ve výstupním signálu měřicí signál s nízkým kmitočtem, na výstup osciloskopu se tak dostane pouze modulovaná „vysokofrekvenční“ složka. Jako horní propust je jistě nejjednodušší použít filtr RC. Dva vhodné filtry [7], [8] jsou ukázány na obr. 16 a 17.

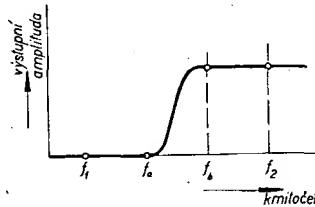


Obr. 16. Jednoduchý filtr RC



Obr. 17. Jednoduchý filtr LC

Na obr. 18 je zobrazen lineární průběh horní propusti, vhodné pro měření intermodulace. Aby bylo možno měřit přesně i malá intermodulační zkreslení, musí filtr silně



Obr. 18. Ideální průběh horní propusti

potlačovat nežádoucí kmitočty. Všechny signály kmitočtů vyšších než f_b musí filtrem procházet naprostě stejnomořně. Pro kmitočet f_b , od něhož nalevo začíná křivka klesat, musí platit

$$f_b \leq f_2 - 4f_1,$$

kde f_2 je kmitočet signálu s vyšším kmitočtem,

$$f_1 \text{ kmitočet signálu s nižším kmitočtem.}$$

Jen tak totíž bude zaručeno, že všechny nejdůležitější harmonické složky, které modulují nosný kmitočet f_b , projdou filtrem stejnomořně. Použijeme-li např. signál nosného kmitočtu $f_2 = 3000$ Hz a modulačního kmitočtu $f_1 = 50$ Hz, bude kmitočet $f_b = 3000 - 4 \cdot 50 = 2800$ Hz. Oblast za kmitočtem f_b musí propouštět rovnomořně kmitočty až do čtvrté harmonické složky nosného kmitočtu f_2 . V uvedeném případě musí vodorovná část křivky trvat alespoň do kmitočtu $4 \cdot 3000$ Hz = 12 000 Hz.

Kmitočet f_b , při němž charakteristika filtru dosahuje nejnižšího kmitočtu, musí splňovat podmíinku

$$f_b \geq 4f_1.$$

To znamená, že f_b nesmí být nižší, než je čtvrtá harmonická složka nejvyššího modulačního kmitočtu f_1 . Kromě toho musí být útlum při kmitočtu f_b větší než nejmenší intermodulační zkreslení (v procentech), jež má být změřeno. Tak např. chceme-li změřit činitel intermodulačního zkreslení $k_i = 1\%$, musí být útlum filtru $100 \times$ větší (-40 dB) pro signál kmitočtu f_b , než pro signál kmitočtu f_1 .

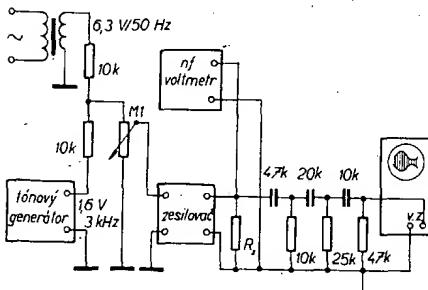
Pro jakýkoli filtr, používaný při měření činitelů intermodulačního zkreslení, bude tedy nejvyšší modulační kmitočet

$$f_{b,\min} = \frac{1}{4} f_1 \text{ a nejnižší nosný kmitočet}$$

$f_{2,\min} = f_b + 4f_1$. Pak můžeme i při jednom filtru použít jakýkoli signál o kmitočtu f_2 od kmitočtu $f_b + 4f_1$ „nahoru“.

Přísné požadavky na ostré odřezání signálů nežádoucích kmitočtů a jejich dostatečné potlačení, na plochou část křivky propustnosti a na malé ztráty omezují výběr filtru jen na velmi jakostní filtry LC (obr. 17) se součástkami s velkým činitelem jakosti Q .

Nebudeme-li mít na přesnost měření intermodulačního zkreslení velké nároky, je možné použít i jednoduchý filtr RC podle obr. 16. Měřicí sestava bude v tomto případě zapojena podle obr. 19. Měřený zesilovač

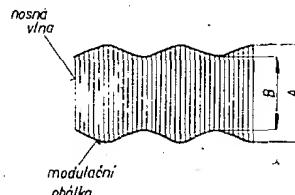


Obr. 19. Schéma zapojení měřicí sestavy a měření intermodulačního zkreslení

budeme opět dvěma sinusovými signály, z nichž první má kmitočet asi 50 Hz a druhý 3 kHz. Poměr napětí volíme (jak už bylo řečeno) 4 : 1, tj. amplituda napětí s kmitočtem 50 Hz je čtyřnásobná vzhledem k amplitudě signálu s kmitočtem 3 kHz. Oba signály se smísí v odporevném děliči a jsou přivedeny přes regulační potenciometr na vstup zesilovače.

K výstupu zkoušeného zesilovače je místo reproduktoru připojen zatěžovací odpór a nf voltmetr, jímž kontrolujeme výkon (v nouzi postačí na místě nf voltmetuři i Avomet II).

Dále je k výstupu zesilovače připojen již zmíněný pasivní čtyřpolí RC , který odřizne signály nižších kmitočtů než 350 Hz, takže na výstupu filtru zůstane jen signál o kmitočtu 3 kHz, amplitudově modulovaný kmitočtem 50 Hz. Toto napětí se přivádí na vstupní zdírku vertikálního zesilovače osciloskopu, jehož časová základna je nastavena na kmitočet 50 Hz. Při měření se vytvoří na stínitku osciloskopu obraz amplitudově modulované nízkofrekvenční nosné vlny (obr. 20).



Obr. 20. Amplitudově modulovaná nf nosná

Hloubka modulace (anebo v našem případě činitel intermodulačního zkreslení) je dána vztahem

$$k_i = \frac{A - B}{A + B} \cdot 100 \quad [\%: \text{mm, mm}],$$

kde A je maximální amplituda a B minimální amplituda signálu nosného kmitočtu 3 kHz.

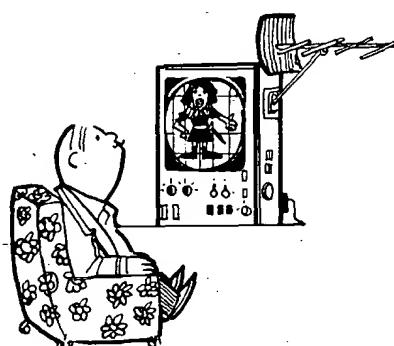
Uvedený způsob měření činitele intermodulačního zkreslení je přesný tehdy, neobsahuje-li výstupní signál signály harmonických kmitočtů, tj. má-li měřené zařízení zanedbatelné harmonické zkreslení.

Jak z uvedeného způsobu měření vyplývá, používá se jako indikátor osciloskop, jehož časová základna je nastavena na kmitočet 50 Hz. Velmi jednoduchým přípravkem, jakým je jistě osciloskopický adaptér, můžeme tedy kontrolovat i takový parametr nízkofrekvenčního zesilovače, jakým je činitel intermodulačního zkreslení.

Velikost činitele k_i může být podle jakosti zesilovače v mezích 0,3 až 1,5 %.

Literatura

- [1] Radio (SSSR) č. 1/1959.
- [2] Radio (SSSR) č. 8/1965.
- [3] Pribil, J.: Osciloskop z televizoru. AR č. 6/1968, str. 229.
- [4] Krapivnikov, V.: Oscilografická přístavka k televizoru. Radio (SSSR) č. 4/1968, str. 55.
- [5] Hrnčálik, L.: Použití televizního přijímače jako výstupního zobrazovací jednotky analogového počítače. Sdělovací technika č. 6/1977, str. 207.
- [6] Havelka, J.: Televize. SNTL: Praha 1956.
- [7] Hyun, J. T.: Nízkofrekvenční měření. RK č. 5/1967.
- [8] Jurkovič, K.; Martinek, J.: Merač intermodulačního zkreslení. Hudba a zvuk č. 1/1969, str. 23.



Zobrazovací jednotka II. varianta

V této kapitole se mohou čtenáři seznámit s konstrukcí zobrazovací jednotky poněkud odlišného zapojení. Rozdíl mezi oběma variantami spočívá v několika zásadních skutečnostech, které si dále uvedeme – tím se ozřejmí i různé vlastnosti obou variant.

Zásadní rozdíl spočívá především ve složitosti zapojení obou konstrukcí zobrazovacích jednotek. U první varianty bylo cílem vyvinout co nejjednodušší, provozně nenáročné, materiálně nenákladné a dobré reproducovatelné zapojení, které by s vyhovující spolehlivostí umožňovalo zobrazovat periodické signály s opakovacím kmitočtem rovným celistvým násobkům kmitočtu 50 Hz. Při konstrukci byly využity zcela běžné součástky. Všimneme-li si pouze aktivních, pak jde o běžné typy tranzistorů a lineární integrovaný obvod staršího, levného druhu. Provozní nenáročnost spočívá především ve způsobu napájení, protože u této varianty vystačíme s jedinou plochou baterií.

Druhá varianta byla vyvíjena s úmyslem sestavit sduřený měřicí přístroj, který by kromě obvodu vlastní zobrazovací jednotky obsahoval obvod výškových doplňkových měřicích zařízení. Tato zařízení jsou určena pro měření, při nichž je třeba získané veličiny zobrazovat na ploše pokud možno co největší, aby bylo možno získané křivky uspokojivě vyhodnocovat. Konkrétně se jedná o tyto měřicí doplňky:

- 1) zařízení pro snímání a zobrazení kmitočtově amplitudovaných charakteristik mf zesilovačů přijímačů pro příjem amplitudové a kmitočtově modulovaných signálů (rozmitáče /voblery/ pro oblast 460 kHz a 10,7 MHz),
- 2) zařízení pro snímání a zobrazení charakteristik polovodičových součástek,
- 3) zařízení pro proměřování závislosti napětí-kapacita u varikapů s možností jejich párování.

Všechna jmenovaná měřicí zařízení jsou obsažena ve společné skříni spolu s obvody zobrazovací jednotky. Koncepcie zapojení zobrazovací jednotky II. varianty umožňuje dále využít ji k zobrazení signálů z jiných zařízení, jako např. výstupních signálů analogových počítačů apod. Kromě toho lze rovněž snadno využít ostatních vestavěných měřicích zařízení ve spojení s jiným druhem zobrazovacího zařízení, např. s osciloskopem.

Z uvedené základní koncepcí automaticky vyplynulo, že je nutné zajistit dlouhodobě stálost vlastnosti zapojení. Je pochopitelné, že uvedené požadavky a předpoklady nelze splnit jednoduchými prostředky a proto je i vlastní zobrazovací jednotka podstatně složitější i nákladnější.

Z faktů uvedených při srovnávání obou variant zobrazovací jednotky zároveň můžeme odhadnout, kde nalezneme která z variant větší možnosti uplatnění.

První varianta je skutečně „lidovým“ typem zapojení, který jistě může materiálně zajistit i realizovat převážná část radioamatérské veřejnosti. Druhý typ zobrazovací jednotky je spíše vhodný buď pro určité kolektivy (radioklub apod.), nebo pro zájemce s podmínkami, zaručujícími využití přístroje – pak je ekonomicky zdůvodněna její stavba (např. pro demonstrační účely apod.)

Obsažné pojednání o možnostech využití televizoru jako velkoplošného zobrazovacího zařízení, výčet jeho výhod a omezení, jakož i vysvětlení principu již bylo uvedeno

v souvislosti s popisem I. varianty zobrazovací jednotky. Proto se v této statí budeme věnovat pouze vlastnímu zapojení II. varianty. Doplňková měřicí zařízení pak budou podobně popsána ve zvláštních kapitolách.

Popis zapojení

Druhá varianta zapojení zobrazovací jednotky je systémem převážně sekvenčních logických obvodů, který produkuje směs synchronizačních a jasově modulačních impulzů. Těmito impulzůmi se moduluje oscilátor (generátor), který zprostředkovává přenos získaných informací do obvodu televizoru, jehož obrazovka (stínítko) pak slouží jako zobrazovací plocha. Pro názornost a snazší pochopení si činnost zobrazovací jednotky vysvětlíme nejdříve na základě blokového schématu na obr. 21. Jádro zobrazovací jednotky tvoří základní generátor a soustava děličů kmitočtu, z níž se vybírají

výstupní impulsy generátorů synchronizačních impulsů a generátoru rastru se dále vedou do slučovacího obvodu, v němž se všechny tyto impulsy sloučují ještě spolu s výstupními impulsy komparátorů do modulační směsi. Touto směsí impulsů se amplitudově moduluje vysokofrekvenční generátor, jehož výstupní signál zavádíme do anténních zdířek televizoru. Oběma generátory synchronizačních impulsů je dále řízena činnost generátorů napětí pilovitého průběhu. Výstupní napětí pilovitého průběhu generátoru 50 Hz ovládá činnost přídavných měřicích zařízení – určuje rychlosť opakování měření. Výstupní napětí generátoru „pily“ 15 625 Hz se přivádí do komparátorů, v nichž se porovnává se signálem, jehož průběh chceme pozorovat. Výstupní napětí komparátorů se derivuje a zavádí do slučovacího obvodu, v němž se přidruží k ostatním signálům, s nimiž tvoří modulační směs pro výstup. V dalším popisu si podrobne probereme zapojení jednotlivých částí jednotky, jejíž schéma je na obr. 22.

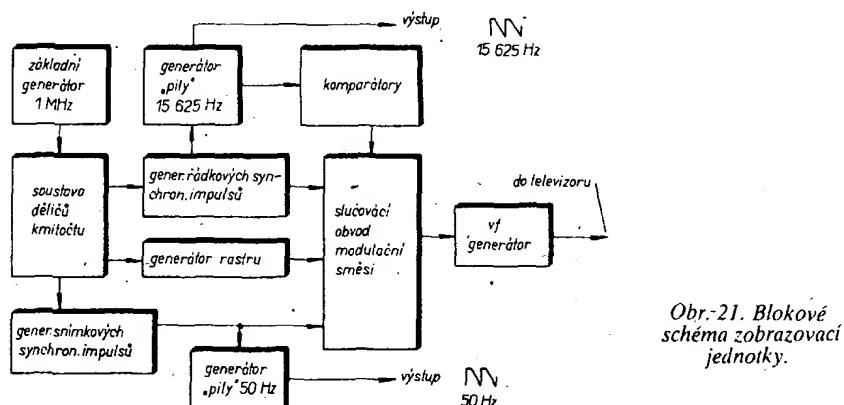
jednotkou (PKJ) 1 MHz zaručuje se značnou rezervou požadavky na stabilitu kmitočtu synchronizačních impulsů. K vytvarování signálu z oscilátoru se využívá zisku dalšího součinového hradla (zapojeného opět jako invertor). Z výstupu tvarovacího hradla se signál přibližně pravoúhlého průběhu přivádí do dvoujitého klopného obvodu typu D (MH7474), v němž se kmitočet dělí čtyřmi. Výstupní signál má tedy kmitočet 250 kHz, perioda je tedy 4 mikrosekundy.

Generátory napětí pilovitého průběhu

Popis obvodů generátorů napětí pilovitého průběhu o kmitočtech 50 Hz a 15 625 Hz je součástí samostatné kapitoly, která je koncipována z obecnějšího hlediska, takže podává čtenářům poměrně ucelený přehled o této problematice. Z těchto důvodů a též na konec statí, zabývající se popisem obvodů zobrazovací jednotky.

Obvody pro vytvoření synchronizačních impulsů

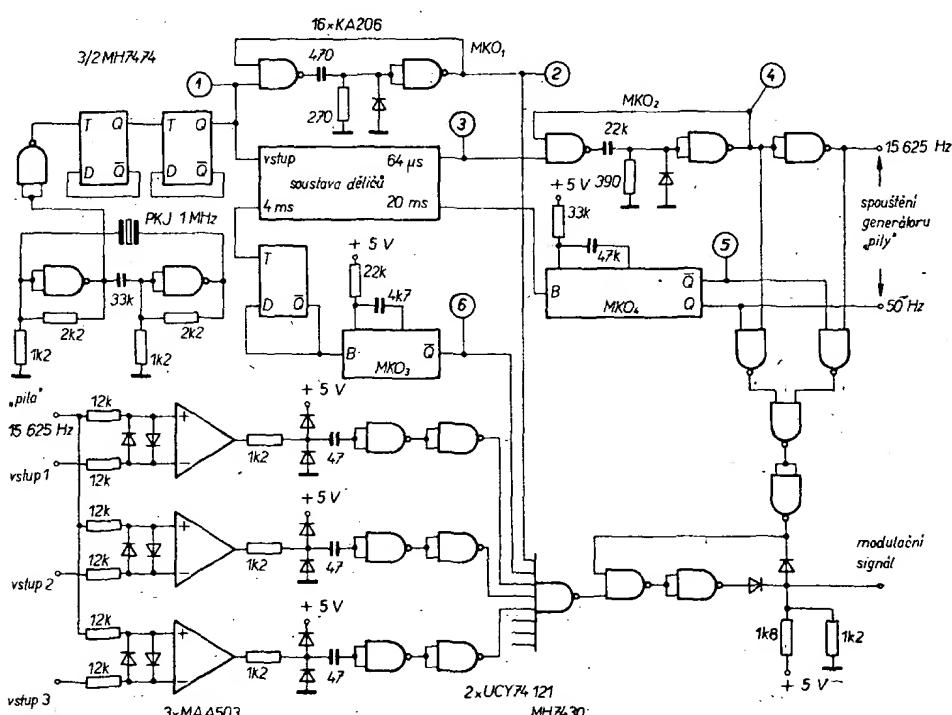
Rídící signál pravoúhlého průběhu o kmitočtu 250 kHz se dále zpracovává v soustavě děličů. Podrobné zapojení soustavy je na obr. 23. Zapojení integrovaných dekadických čítačů MH7490 je navrženo tak, že nejdříve získáváme ze signálu o kmitočtu 250 kHz binárním dělením signál o kmitočtu 15 625 Hz. Je to umožněno tím, že každý obvod MH7490 obsahuje dva nezávislé děliče (mají společné jen napájení a obvod nulování), jeden dělič dvěma a druhý dělič pěti. Signál 250 kHz se tedy nejdříve dělí čtyřikrát dvěma, to je celkem šestnácti. Signál 31 250 Hz (perioda 32 µs) se z výstupu A předposledního obvodu MH7490 zavádí opět do všech čtyř čítačů, tentokrát do části děličích pěti. Celkový děličí poměr této části je 625 a výsledný signál má kmitočet 50 Hz (perioda 20 ms). Signály s periodou 64 µs a 20 ms se dále zavádějí do monostabilních klopých obvodů, v nichž se vytvářejí rádkové a snímkové synchronizační impulsy.



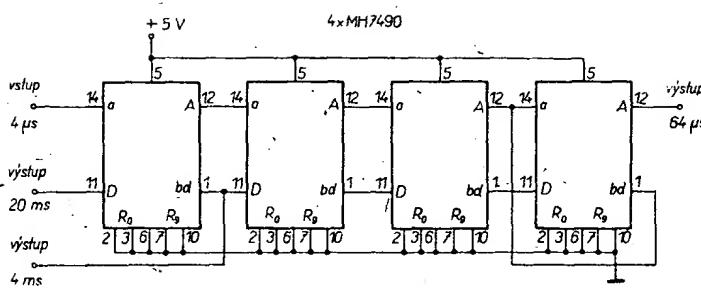
Obr. 21. Blokové schéma zobrazovací jednotky.

Základní generátor 1 MHz

Základní oscilátor, realizovaný dvěma součinovými hradly (zapojeny jako invertory) a řízený piezoelektrickou krystalovou



Obr. 22. Schéma zapojení zobrazovací jednotky. $IO = 5 \times MH7400$.



Obr. 23. Detailní zapojení soustavy dělící

Řádkové synchronizační impulsy se vytvářejí v monostabilním klopém obvodu MKO₂, sestaveném ze součinových hradel. Šířka generovaného synchronizačního impulsu je přibližně 10 μs a je přímo závislá na velikosti časovacího odporu a kondenzátoru tak, že jí lze jednoduše nastavit. Snímkové synchronizační impulsy mají mít šířku kolem 1,5 ms. Pokud bychom chtěli i zde použít monostabilní klopní obvod, sestavený ze součinových hradel, pak bychom museli použít časovací kondenzátor se značně velkou kapacitou (protože časovací odpor ve vstupu hradla musí být maximálně 470 Ω) – rádu jednotek mikrofaradů. Proto jsme na tomto místě použili integrovaný monostabilní klopní obvod UCY74121 (MKO₄). Pro potřeby dalších obvodů (generátory napětí pilovitého průběhu) a měřicích doplnků jsou oba (rádkový i snímkový) synchronizační impulsy (kladné) vypredány na dva oddělené výstupy. Před sloučením s ostatními obrazovými signály se rádkový i snímkový synchronizační signál sdružují v obvodu, který se nazývá EXKLUSIVE-OR. Tento obvod zajišťuje, že v modulační směsi jsou rádkové synchronizační impulsy přítomny i po dobu trvání snímkového synchronizačního impulsu. Záporné synchronizační impulsy se s obrazovými signály sloučují v jednoduchém diodovém hradlu.

Obvody pro vytvoření obrazových signálů

V zobrazovací jednotce se generují v podstatě dva druhy obrazových signálů. V první řadě jsou to obrazové signály souřadné sítě. Obrazový signál svíslých čár jsou impulsy, široké asi 0,25 μs s opakovací dobou 4 μs. Tyto impulsy vytváří na každém řádku světlé body, které jsou stejně vzdáleny od sebe i od okraje obrazovky, v souhrnu pak tedy body tvorí svíslé čáry. Kmitočet signálu, který řídí činnost monostabilního klopného obvodu MKO₁, generujícího impulsy, je celistvým násobkem kmitočtu rádkových synchronizačních impulsů a proto jsou svíslé čáry rovné a stabilní ve své poloze na stíniku televizní obrazovky. Dalším obrazovým signálem se na stíniku obrazovky vytvářejí vodorovné čáry. Praktické provedení využívá toho, že se vždy po určité době rozsvítí na obrazovce jeden řádek. Rozsvícení řádku zajistíme impulsem z dalšího monostabilního klopného obvodu MKO₃. Také na tomto místě jsme se vzhledem k okolnostem rozhodli využít integrovaného monostabilního klopného obvodu, protože šířka rozsvícovacího impulsu je poměrně velká a ze „vhledových“ důvodů je třeba, aby byla neměnná.

Výstupy od obou monostabilních klopních obvodů, generujících obrazové signály souřadnicové sítě, jsou zavedeny na vícevstupové součinové hradlo, v němž se vzájemně sloučují s dalšími generovanými signály.

Posledním druhem obrazových signálů jsou ty, které na televizoru vytvářejí obrazce, odpovídající tvarem průběhu sledovaných veličin.

Tímto způsobem se zabrání tomu, aby do modulační směsi pro vysokofrekvenční generátor pronikly v době trvání synchronizačních impulsů obrazové signály, které by negativně ovlivňovaly jejich průběh (mají opačnou polaritu) a tím zhoršovaly stabilitu vytvářeného televizního obrazu.

Vf generátor

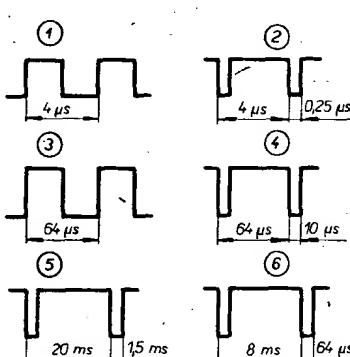
Ke zprostředkování přenosu synchronizačních impulsů a obrazových signálů z obvodů zobrazovací jednotky do televizoru byla použita osvědčená metoda – výstupní signál vysokofrekvenčního amplitudově modulovaného oscilátoru je přiváděn na anténní zdiřku televizoru. Protože zapojení vysokofrekvenčního generátoru i způsob pripojení jeho výstupu je naprostě totožný se zapojením, která se používají u přístrojů k provozování televizních her, nepovažujeme za nutné tyto informace znova opakovat (viz např. AR B1/77).

Odkazujeme proto zájemce na příslušnou literaturu, v níž lze najít všechny podrobnosti včetně nákresů plošných spojů. Připomeňme si, že je rovněž možné zavést modulační signál z obvodu zobrazovací jednotky přímo do obrazového zesilovače televizoru. Lze předpokládat, že obraz bude kvalitnější, protože zapojení jednoduchých vf generátorů neodpovídá většinou požadavkům na kvalitní přenos obrazových signálů. Vvedeně-li signál do obrazového zesilovače televizoru, bude třeba zkusmo nastavit vhodnou úroveň signálu ze zobrazovací jednotky a zejména zajistit bezpečnost při práci s televizorem, jde-li o typ bez síťového transformátoru (převážná většina TVP).

Napájecí zdroje

Obvody zobrazovací jednotky potřebují ke své činnosti napájecí napětí +5 V (pro napájení číslicových integrovaných obvodů) a dále symetrické napětí ±15 V pro napájení obvodů generátorů napětí pilovitého průběhu a operačních zesilovačů (komparátorů). Velikost a polarita uvedených napětí je vztahena vůči zemním svorcům, která je pro oba napájecí okruhy společná.

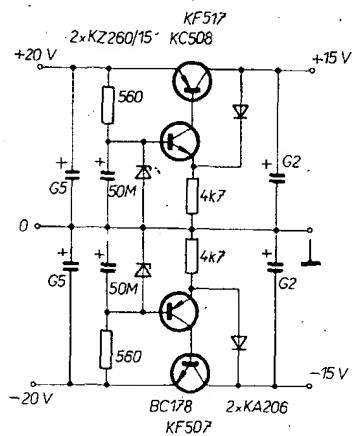
Abychom předešli vzniku případných vazeb na odporech napájecího okruhu +5 V v důsledku poměrně značného proudového odběru, musí mít stabilizovaný zdroj velmi malý výstupní odpor. Proto je třeba použít monolitický integrovaný stabilizátor MAA723H ve spojení s výkonovým tranzistorem. Zapojení zdroje bylo beze změny převzato z AR-B 4/76, kde čtenáři naleznou všechny potřebné informace včetně nákresu obrazce plošných spojů. Pokud jde o napájení nesmíme zapomenout rozmrštit na desku dostatečný počet blokovacích kondenzátorů k omezění vzniku napěťových špiček, které vznikají při přepínání číslicových obvodů. Tyto „rychlé špičky“ pomalejší obvody stabilizátoru „nestihnou“ korigovat, protože na vysokých kmitočtech se výstupní odpor stabilizátoru zvětšuje. Je vhodné používat kombinace plochých keramických kondenzátorů 0,1 nebo 0,15 μF (TK 782) a elektrolytických kondenzátorů (nejlepší jsou tantalové rady TE 152) o kapacitě 50 μF. Pro destičku zobrazovací jednotky je třeba použít od každého typu tři až pět kusů – podle uspořádání. Nezajistíme-li, aby byly napěťové špičky dokonale potlačeny, může se stát, že tím nezajistíme ani stabilní obraz. Některé špičky mohou mít i zápornou polaritu, takže rušivě zasahují do směsi synchronizačních impulsů.



Obr. 24. Průběhy napětí v důležitých bodech zapojení na obr. 22

a způsobují chaotické spouštění rozkladových generátorů televizoru. Proto také při potížích se stabilitou obrazu věnujeme pozornost „čistotě“ napájecího napětí a snažíme se závadu odhalit a odstranit přikládáním blokovacího kondenzátoru do různých míst rozvodu napájecího napětí obvodů zobrazovací jednotky.

Zdroj napětí ± 15 V slouží v obvodech zobrazovací jednotky pouze k napájení obvodů generátorů napětí pilovitého průběhu a k napájení operačních zesilovačů – komparátorů. Kromě toho bude rovněž napájet obvody dalších měřicích doplňků, umístěných ve společné přístrojové skříni. Zejména doplněk pro měření charakteristik tranzistorů je značně náročný na odběr proudu a proto je třeba, aby byl zdroj schopen při obou polaritách výstupního napětí poskytovat proud až 150 mA. Nároky na stabilitu výstupního napětí tohoto zdroje jsou však průměrné – proto všem požadavkům vyhovuje poměrně jednoduchý zdroj, jehož schéma je na obr. 25. Jak je vidět, jedná se o zcela



Obr. 25. Zapojení napájecího zdroje (napětí ± 15 V)

symetrické zapojení, jehož obě poloviny se od sebe liší pouze tím, že jsou v nich použity tranzistory opačného typu vodivosti. Zdroje jsou vybaveny elektronickou pojistkou, která omezuje výstupní proud, takže chrání zdroj před zničením při krátkodobém zkratu na výstupu.

Oba sériové regulační tranzistory (KF507 a KF517) je třeba opatřit navlékacím korunkovým chladičem. Je třeba dodržet uvedenou velikost vstupního napětí stabilizátorů (platí pro odběr zhruba 100 mA, naprázdno smí být až o 5 V větší), aby nebyly regulační tranzistory výkonově přetíženy.

Podrobný popis tohoto typu stabilizátoru s výkladem činnosti zapojení je uveden v AR 4/76, kde je rovněž uveden způsob, jak vypočítat odpory R_2 a R_4 s ohledem na požadované omezení výstupního proudu. Odpory podle obr. 25 platí pro omezení přibližně na 150 mA, mají-li sériové regulační tranzistory při tomto proudu proudový zesilovační činitel asi 50.

Stabilizátor se napájí ze symetrického dvocestného usměrňovače běžného typu.

Generátor napětí pilovitého průběhu

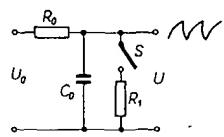
V úvodní kapitole byl naznačen princip zobrazování elektrických signálů na televizní obrazovce. I ve druhé variantě zobrazovací jednotky je pro převod napěťové úrovne na časový interval použito porovnávání této

úrovne napětím pilovitého průběhu, synchronizovaným rádkovými synchronizačními impulsy. Linearita zobrazení napětí na televizní obrazovce bude záviset na linearity všech článků řetězce: měřený objekt – zobrazovací jednotka – televizor.

Linearitu televizního přijímače můžeme ovlivnit pouze v určitých mezích. Při optimálním nastavení ovládacích prvků televizoru bude linearita rádu jednotek procent. Musíme se tedy snažit, aby linearita obvodu zobrazovací jednotky byla lepší, než linearita televizoru a neovlivnila tak linearitu celého řetězce. Vzhledem k tomu, že linearita přenosu zobrazovací jednotky je dána především linearitou napětí pilovitého průběhu, bylo třeba věnovat velkou pozornost výběru vhodného generátoru. Protože tato problematika nebyla již dlouho na stránkách našich časopisů souhrnně zpracována, podívejme se na celou věc poněkud obecněji.

Základní zapojení generátoru

Základní zapojení generátoru pilovitého napětí je na obr. 26. Po připojení napětí U_0 se

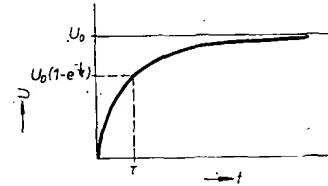


Obr. 26. Základní zapojení generátoru napětí pilovitého průběhu

začne přes odpor R_0 nabíjet kondenzátor C_0 . Napětí na C_0 v čase t je dáno vztahem

$$U = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (1).$$

V tomto vzorci je τ tzv. časová konstanta obvodu, rovná součinu $R_0 C_0$. Průběh nabíjení je znázorněn na obr. 27. Sepne-li se v okamžiku t_1 spínač S , začne se kondenzátor



Obr. 27. Průběh nabíjení kondenzátoru

C_0 vybíjet přes odpor R_1 . Časový průběh výbíjení je dán vztahem

$$U(t) = \left[U(t_1) - U_0 \frac{R_1}{R_0 + R_1} \right] e^{-\frac{t-t_1}{\tau_1}} + U_0 \frac{R_1}{R_0 + R_1} \quad (2)$$

V tomto vzorci $\tau_1 = \frac{C_0 R_0 R_1}{R_0 + R_1}$, tj.

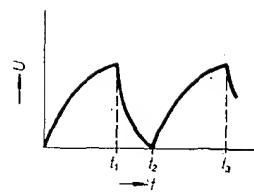
časová konstanta se rovná součinu C_0 a paralelní kombinace R_0 a R_1 . Zvolíme-li R_1 o hodně menší než R_0 , pak můžeme zanedbat

člen $\frac{R_1 U_0}{R_0 + R_1}$ a člen $\left(\frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1} \right)$ nahradit R_1 .

Pak bude mít vzorec tvar:

$$U(t) = U_0 e^{-\frac{t-t_1}{\tau_1}}$$

Kondenzátor se tedy vybíjí na nulu s časovou konstantou $R_1 C_0$, která je mnohem menší, než konstanta $R_0 C_0$ a výbíjení je rychlejší, než nabíjení. Je-li doba sepnutí spínače S zhruba pětinásobkem časové konstanty $R_1 C_0$, vybije se kondenzátor na nulu s přesností asi 1%.



Obr. 28. Výstupní signál zapojení z obr. 26

Rozpojíme-li spínač S , začne se kondenzátor opět nabíjet a napětí na něm bude mít průběh podle obr. 28. Podmínka dostatečného vybití během sepnutí spínače S určuje maximální odpor R_1 , neboť doba sepnutí je obvykle dána např. délkou synchronizačního impulsu.

Podívejme se však podrobněji na tu fázi činnosti, kdy se kondenzátor nabíjí. Ze vzorce (1) a z obr. 27 a 28 vyplývá, že se napětí na kondenzátoru nevzvídá s časem lineárně. Exponenciální funkci, která udává průběh nabíjení, můžeme přibližně vyjádřit mnohočlenem. Pro nejmenší mocninu t bude mít mnohočlen tvar:

$$U = U_0 \left(\frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} + \frac{t^3}{3 \cdot 2\tau^3} - \frac{t^4}{4 \cdot 3 \cdot 2\tau^4} + \dots \right).$$

Ze vzorce je vidět, že bude-li $\frac{t}{\tau}$ hodně malé, tj. t mnohem menší než τ , bude možno zanedbat nelineární členy (např. je-li $\frac{t}{\tau}$ rovno 0,01, je $\frac{t^2}{2\tau^2}$ již 0,00005) a napětí na kondenzátoru bude možno považovat za lineární se zvětšující s časem. Z toho vyplývá, že bude-li se nabíjet kondenzátor po dobu, která je malým zlomkem časové konstanty $R_0 C_0$, můžeme tento pochod považovat za lineární. Podívejme se, jaké bude napětí na kondenzátoru po uplynutí této doby. Jako měřítko linearity vezměme stav, při němž kvadratický člen zavádí chybu 1 % od lineárního průběhu, což odpovídá

$$\frac{t^2}{2\tau^2} : \frac{t}{\tau} = \frac{1}{100}.$$

Z toho vypočítáme $\frac{t}{\tau} = \frac{1}{50}$, a tedy $t = \frac{\tau}{50}$.

V tomto čase je na kondenzátoru napětí $U = \frac{U_0}{50}$. K vytváření lineárně se zvětšujícího napětí tedy potřebujeme nabíjet kondenzátor napětím padesátkrát větším, než je požadované maximální napětí. Tato metoda se skutečně používá v některých jednoduchých osciloskopech, u nichž se využívá některého z anodových napětí obrazovky k vytváření napětí pilovitého průběhu o amplitudě řádu jednotek voltů. Malé napětí se pak na potřebnou úroveň zesílí zesilovačem. Vzhledem k této komplikaci se této metody proto využívají jen tam, kde nároky na linearity nejsou příliš velké.

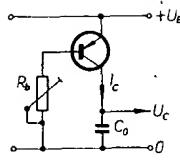
Obvody, využívající linearizované nabíjení

Jako první způsob linearizace nabíjení kondenzátorů se nabízí použít místo odporu R_0 zdroj konstantního proudu. Závislost napětí na čase je pak dána vztahem:

$$U = \frac{Q}{C_0} = \frac{It}{C_0} \quad (2),$$

kde Q je náboj kondenzátoru.

Ze vzorce (2) je vidět, že je v tomto případě závislost napětí na čase lineární, nelinearity



Obr. 29. Nejjednodušší stabilizace proudu

jsou způsobeny pouze svody součástek a nedokonalo činností stabilizátoru proudu, nejsou však principiální, nevyplyvají z činnosti obvodu.

Nejjednodušší stabilizátor proudu je na obr. 29. Toto zapojení využívá faktu, že kolektorový proud tranzistoru je určen prakticky jen proudem báze, kterému je přímo úměrný. Proud kolektoru je přibližně dán vzorcem:

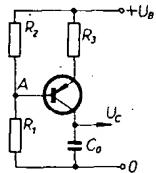
$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{U_0}{R_b}$$

Dosadíme-li tento vztah do (2), dostaneme napětí

$$U_C = \frac{\beta U_0}{R_b C_0} t$$

Přes jednoduchost je popsaný obvod možno použít tam, kde nejsou velké nároky na linearitu.

Mnohem lepší výsledky dává zdroj proudu podle obr. 30. V tomto zapojení se využívá



Obr. 30. Stabilizátor proudu

toho, že v aktivní oblasti napětí U_{BE} tranzistoru prakticky nezávisí na proudu báze, a je zhruba 0,6 V. Tím je určen spád napětí na odporu R_3 , který je až na oněch 0,6 V roven rozdílu mezi napětím U_0 a napětím v bodě A. Zanedbáme-li proud báze, je proud kolektoru roven přibližně

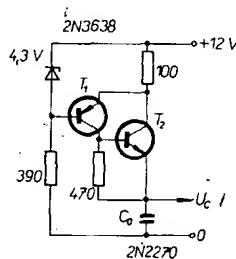
$$I = \left[\frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2} - 0,6 \right] \frac{1}{R_3}$$

Při dostatečně tvrdém dělci R_1 , R_2 a stabilním napětí U_0 vyhoví tento zdroj proudu i při náročnějších aplikacích.

Závislost na napájecím napětí značně zmenšíme, nahradíme-li odporník R_2 Zenerovou diodou, která pak stabilizuje napětí v bodě A. Proud kolektoru je v tomto případě dán vztahem:

$$I = \frac{U_L - 0,6}{R_3}$$

Zlepšit vlastnosti obou variant zapojení z obr. 30 lze použitím dalšího tranzistoru podle obr. 31. Tranzistor T_2 pracuje vlastně



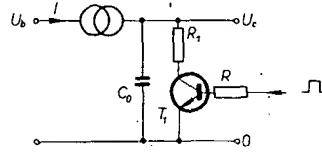
Obr. 31. Dokonalý stabilizátor proudu

jako zesilovač a zmenšuje tedy rozdíly v zátěži obvodu báze T_1 a navíc tranzistor T_1 není ohříván proudem, protékajícím stabilizačním diodou. Tím je celé zapojení stabilnější i teplotně. V zapojení podle obr. 31 je udávána stabilita proudu 0,5 % v rozmezí teplot 0 až 70 °C. Použije-li se místo Zenerovy diody odpor, získáme zapojení odpovídající obr. 30. I toto zapojení dává velmi dobré výsledky.

Vybíjecí obvody

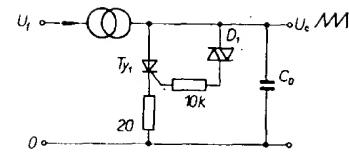
Podíváme-li se na obr. 29, vidíme, že chceme-li získat napětí pilovitého průběhu, musíme kondenzátor též vybíjet. K tomuto účelu se v elektronkových zařízeních využívalo tyatronů a doutnavek, v tranzistorových zařízeních se používají tranzistory, předně tyristory.

Základní zapojení vybíjecího obvodu s tranzistorem je na obr. 32. Přivedeme-li na

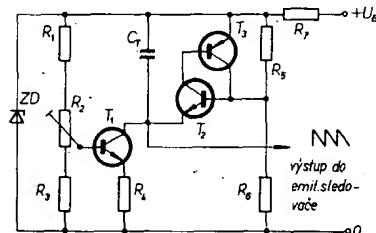


Obr. 32. Základní zapojení vybíjecího obvodu s tranzistorem

odpor R dostatečně velké napětí, přejde tranzistor T_1 do vodivého stavu a náboj kondenzátoru C_0 se začne vybíjet přes odporník R_1 . Při dostatečně velkém proudu báze je tranzistor v saturaci a můžeme ho nahradit zkratem. Chceme-li vybit kondenzátor až na nulový náboj, musí být doba vybijení dostatečně dlouhá, jak již bylo řečeno. Volíme-li proud báze tak, aby vybíjecí proud nemohl být větší než je maximální kolektorový proud, můžeme odporník R_1 vynechat a vybijení je pak rychlejší, neboť vybíjecí proud je konstantní.



Obr. 33. Vybíjecí obvod s tyristorem

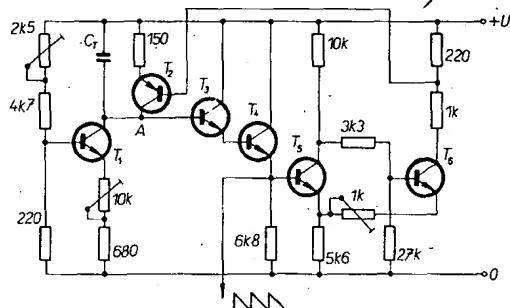


Obr. 34. Vybíjecí obvod s tranzistorem jako náhradou za tyristor

vybít kondenzátoru. Potom opět přejde do nevodivého stavu a kondenzátor se začne nabíjet.

Tranzistorová náhrada tohoto obvodu je na obr. 34. Kondenzátor C_0 se nabíjí ze zdroje proudu (T_1). Při vybijení se napětí na něm zmenší. Jakmile se zmenší tak, že je menší než napětí na dělci R_5 , R_6 , otevře se tranzistor T_2 . Tím se otevře tranzistor T_3 a T_2 pak zůstane otevřen až do okamžiku, kdy se napětí na C_0 zmenší pod napětí U_{BE} tranzistoru T_2 , čímž se T_2 začne přivírat. Proud báze T_3 , který se též začne přivírat, se zmenší a pochodem nabude lavinovitého charakteru. Výsledkem je, že se oba tranzistory uzavřou a kondenzátor se opět začne nabíjet.

Na jiném principu je založena činnost zapojení na obr. 35. Tam se napětí z C_0 přivádí na emitorový sledovač (T_4 a T_5), jehož výstup je připojen na vstup Schmittova klopného obvodu. Zmenší-li se napětí na

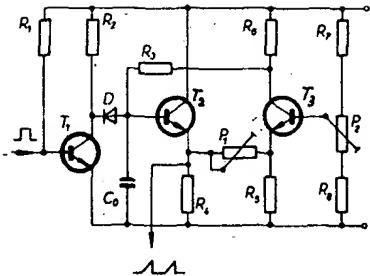


Obr. 35. Vybíjecí obvod se Schmittovým klopným obvodem

emitoru T_1 pod rozhodovací úroveň, SKO se překlopí a T_6 se otevře. Tím se otevře tranzistor T_2 a vybije se C_0 . V kvalitnějších zapojeních tohoto druhu bývá zařazen ještě monostabilní klopné obvod, který definovaně prodlouží vybijecí impuls, jehož délka je v tomto zapojení dána pouze zpožděním a hysterezí SKO. Pro spouštění generátoru se navíc zařazuje bistabilní obvod.

Další zapojení generátoru

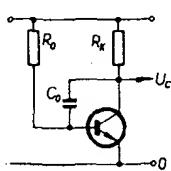
Kromě dříve popsánych metod se používají ještě další metody linearizace napětí pilovitého průběhu. Jednou z metod je tzv. „bootstrapová“ metoda, tj. zapojení s kladnou



Obr. 36. Generátor napětí pilovitého průběhu s kladnou zpětnou vazbou

zpětnou vazbou. Napětí, jímž se nabíjí kondenzátor C_0 , se mění působením zpětné vazby. Zapojení takového generátoru je na obr. 36. Tranzistor T_1 slouží k vybíjení kondenzátoru C_0 . Kondenzátor C_0 se nabíjí přes odpory R_3 a R_6 . Se zvýšujícím se napětím na kondenzátoru C_0 se otvírá tranzistor T_2 a vazbou mezi emitory T_2 a T_3 se přivírá T_3 . Tím se zvětšuje napětí na kolektoru tranzistoru T_3 a nabijecí proud kondenzátoru C_0 . Potenciometrem P_1 se reguluje velikost kladné zpětné vazby a tím i linearita napěti pilovitého průběhu.

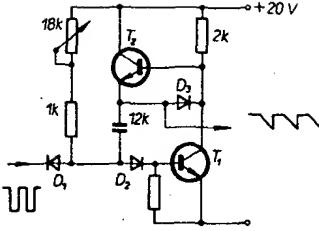
Další velmi často používanou metodou pro linearizaci napěti pilovitého průběhu je metoda s využitím tzv. Millerova efektu. Využívá zvětšení dynamické kapacity použitím aktivního prvku (elektronky nebo tranzistoru). Principiální zapojení je na obr. 37. Připojením tranzistoru se kapacita C_0 zvětší na $C'_0 = C_0(1 + A)$, kde A je zesílení tranzistoru. Připojením aktivního prvku se tedy mnohonásobně zvětší efektivní kapacita kondenzátoru a zmenší se napětí, na které je třeba kondenzátor nabít na daný čas přes odpor R_6 . Je to vlastně využití principu nabíjení kondenzátoru mnohonásobně větším napětím. Další podstatnou výhodou tohoto zapojení je, že automaticky koriguje nelinearitu charakteristiky aktivního prvku. Zmenší-li se napěti zesílení tranzistoru, zmenší se i efektivní kapacita, což má za následek rychlejší nabíjení, takže lineární zvětšování zůstane zachováno. Nedostatkem základního zapojení z obr. 37 je to, že kondenzátor C_0



Obr. 37. Základní zapojení Millerova integrátoru

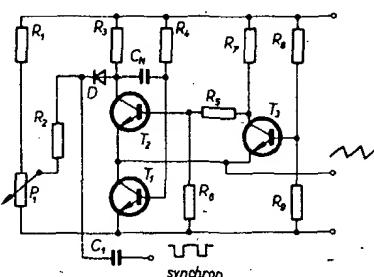
zatěžuje kolektorový obvod stupně a snižuje dosažitelný maximální kmitočet generátoru. Tomu se dá odpomoci zapojením tranzistoru T_2 do kolektorového obvodu T_1 ; tím je kondenzátor C_0 oddělen.

Praktické zapojení generátoru napěti pilovitého průběhu s Millerovým integrátorem je na obr. 38. Diody D_1 a D_2 slouží ke spuštění a k nulování generátoru, dioda D_3 chrání přechod báze-emitor před proražením. S uvedenými součástkami je délka pilovitého impulsu asi 100 μs a linearita asi 0,5 %. Má-li tento generátor pracovat trvale, musí se doplnit Schmittovým klopným obvodem.



Obr. 38. Praktické zapojení Millerova integrátoru

Dalším zapojením, které využívá Millerova efektu, je fantastron. Toto zapojení bylo původně vyvinuto pro elektronky-pentody a vzniklo ze zapojení zvaného tranzitron využitím Millerova jevu. Využívalo se v něm změn proudu druhé mřížky při zmenšení anodového napěti pod napěti druhé mřížky. Fantastron je možno osadit i tranzistory, třítranzistorový fantastron je na obr. 39. V klidovém stavu jsou tranzistory T_1 a T_3 ve vodivém stavu, tranzistor T_2 je uzavřel.



Obr. 39. Třítranzistorový fantastron

Dioda D vede a na kolektoru tranzistoru T_2 se udržuje napětí, nastavené potenciometrem P_1 . Záporný spouštěcí impuls projde diodou D a kondenzátorem C_N na bázi tranzistoru T_1 , který se tím „přivře“, tím se zvětší napětí na jeho kolektoru a „přivře“ se tranzistor T_3 . Přivřeným tranzistorom T_3 se zvětší napětí na jeho kolektoru a tranzistor T_2 se začne otevírat a napětí na jeho kolektoru se zmenší. Tento impuls se přenese opět na bázi T_1 a pochop bude lavinovitě probíhat až do úplného otevření tranzistoru T_2 . Dioda D je pak uzavřena a ovládací obvod oddělen.

Poté začne kondenzátor C_N vybíjet přes tranzistory T_2 a T_1 , odporník R_4 a zdroj podobně jako v Millerově integrátoru, díky čemuž je vybíjení lineární. Během vybíjení se tranzistory T_1 a T_2 otvírají, až se T_1 nasystí a napětí na jeho kolektoru zůstane konstantní. Tím se rychle dokončí otevírání tranzistoru T_1 , čímž se otevře i tranzistor T_3 a uzavře tranzistor T_2 . V tom okamžiku se začne vybíjet C_N přes

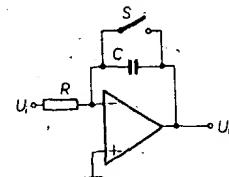
odpor R_3 tak dlouho, dokud napětí na něm nebude větší, než napětí nastavené na P_1 . Pak se otevře dioda D a nabíjení se zastaví. Tím, že se zvětší napětí na kolektoru T_2 , otevře se tranzistor T_1 do saturace, čímž se do saturovaného stavu dostane i T_3 , což byl výchozí stav obvodu.

Toto zapojení může pracovat i ve volně běžícím režimu. V tomto režimu musí být pracovní bod nastaven tak, aby po ukončení nabíjecího cyklu přestal být tranzistor T_1 nasycen a aby se napětí na jeho kolektoru zvětšilo natolik, aby se tranzistor T_3 uzavřel, čímž by se „spustil“ další pracovní cyklus. Toho se dá dosáhnout např. zmenšením odporu R_7 , čímž se zvětší proud tekoucí tranzistorem T_3 a tím i T_1 .

Použití operačních zesilovačů v generátořech napěti pilovitého průběhu

Napěti pilovitého průběhu s téměř dokonalou linearity lze získat v obvodech s operačními zesilovači. U zesilovačů s teoretičky nekonečným zesílením a zápornou zpětnou vazbou jsou vlastnosti zesilovače dány pouze vlastnostmi zpětné vazby. U zesilovačů s konečným zesílením je chyba, kterou způsobíme tím, že uvažujeme pouze vliv zpětné vazby, přiblížně rovnou prevrácené hodnotě tohoto zesilovače. U monolitických operačních zesilovačů je zesílení rovno nejméně 10^4 , tj. chyba je přibližně 0,01 %. Toho se dá využít při konstrukci velmi přesného zdroje proudu, popř. při vhodné zpětné vazbě můžeme získat na výstupu zesilovače přímo napěti pilovitého průběhu. Při navrhování generátoru se zdrojem proudu však zjistíme, že přesnost a stálost proudu je pouze jedním z činitelů, ovlivňujících linearity napěti pilovitého průběhu – extrémně stabilní zdroj proudu sám o sobě tedy problém nevyřeší. Budeme se tedy snažit využít spíše druhého způsobu.

V tomto případě můžeme zvítězit analogový integrátor. Jeho zapojení je na obr. 40.



Obr. 40. Zapojení analogového integrátoru

V tomto zapojení je napětí U_0 v závislosti na U_i dánou vztahem:

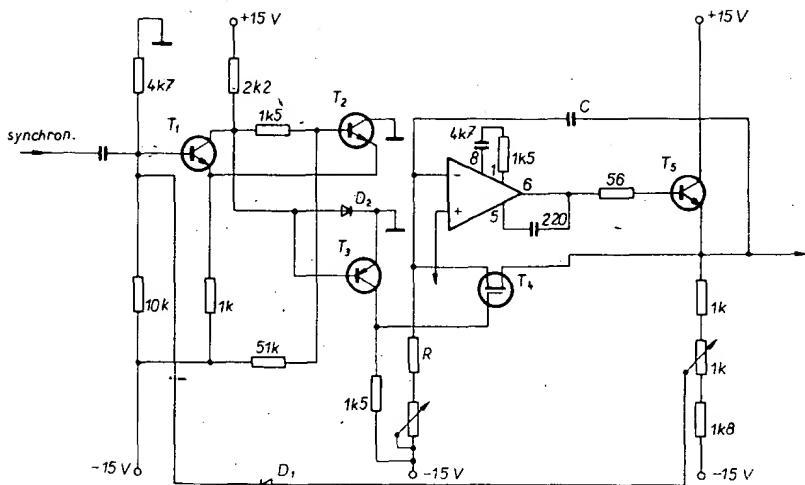
$$U_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t U_i(\tau) d\tau + U_0(t_0)$$

Bude-li $U_i(t)$ s časem neměnné a bude-li počáteční napětí nulové, bude mít vztah pro U_0 tvar:

$$U_0(t) = -\frac{U_i}{CR} t$$

máme tedy k dispozici napěti, které se mění lineárně s časem. Doplňme-li zapojení ještě spínačem S , můžeme splnit i podmínu, požadující, aby bylo počáteční napětí nulové, neboť je dán v absolutní hodnotě poměrem mezi zpětnovazebním odporem (odpor spínače, který je nulový) a odporem R . Zařídíme-li tedy, aby vstupní napětí U_i bylo konstantní a aby spínač S spínal ve vhodný okamžik, dostaneme na výstupu napěti pilovitého průběhu velmi dobré linearity. Jako spínač S se používá buď bipolární tranzistor, nebo lépe tranzistor řízený polem. Ten sice nemá nulový odpor v sepnutém stavu, ale jeho odpor je tak malý a dobře definovaný, že jsou výchozí veličiny stabilní.





Obr. 41. Generátor napětí pilovitého průběhu s operačním zesilovačem

Zapojení, které realizuje výše uvedené funkce, je na obr. 41. Základem tohoto generátoru je operační zesilovač IO₁ typu μA709 (= MAA501) se zpětnou vazbou, tvořenou prvky R a C , které určují rychlosť zvětšování napětí. Za operačním zesilovačem je emitorový sledovač, tvořený tranzistorem T_5 , který umožňuje zvětšit proudovou zatížitelnost výstupu. Zpětná vazba je vedena až z emitoru T_5 , aby se případné nonlinearity emitorového sledovače neprojevily ve výstupním signálu. Tím je totiž emitorový sledovač vlastně zahrnut do operačního zesilovače. Na emitorovém odporu je odbočka, která slouží k ukončení činného běhu „pily“. Zvětší-li se totiž napětí na výstupu nad určitou velikost, otevře se dioda D_1 a překlopí se Schmittův klopný obvod, tvořený tranzistory T_1 a T_2 . Tím se otevře tranzistor T_3 a na jeho kolektoru se objeví přibližně nulové napětí. Tím se otevře tranzistor T_4 , přes nějž se vzhledem k jeho malému odporu vybije kondenzátor C – na výstupu bude nulové napětí. Tím se opět uzavře dioda D_1 . Schmittův klopný obvod se překlopí do výchozího stavu, tranzistor T_3 se zavře a na jeho kolektoru a tím i na řídící elektrode tranzistoru T_4 se objeví záporné napětí, kterým se tranzistor T_4 uzavře (tranzistory řízené polem mají v nevodivém stavu odpor řádu $G\Omega$). Podle původního pramenu je toto zapojení schopno pracovat v rozmezí kmitočtů 1 Hz až 100 kHz.

Zapojení generátorů napětí pilovitého průběhu s operačními zesilovači umožňuje dosáhnout výborné linearity, lepší, než v ostatních zapojeních, ale vzhledem ke kmitočtovým závislostem parametrů operač-

ních zesilovačů, vyráběných monolitickou technologií, nemohou pracovat na vyšších kmitočtech. Proto se používají především v měřicí technice, kde jsou sice značné nároky na přesnost, avšak na rychlosť obvykle nikoli.

Návrh generátorů napětí pilovitého průběhu pro zobrazovací jednotku

Při návrhu zapojení generátoru pro druhou variantu zobrazovací jednotky bylo třeba vyjít z faktu, že v jednotce jsou k dispozici synchronizační impulsy – o velmi přesném kmitočtu a dostatečné úrovni (výstup obvodů TTL). Nejsou-li tyto impulsy z jakéhokoli důvodu přítomny, nepracuje celá jednotka. Z toho vyplývá, že generátor „pily“ není nutné navrhovat jako volně běžící, stačí, bude-li pracovat pouze jako spouštěný.

Dalším požadavkem je, aby generátor spolehlivě pracoval na obou kmitočtech, jak snímkovém, tak rádkovém, tj. na kmitočtech 50 Hz a 15 625 Hz pouze změnou minimálního počtu součástek.

Požadavek na linearitu je velmi obtížné přesně vyčíslet, neboť podstatné záleží na nastavení linearity použitého televizoru, ale vzhledem k tomu, že i ostatní obvody zobrazovací jednotky se bez použití speciálních součástek budou obtížně nastavovat pro přesnost lepší než asi 1 %, bude jistě postačovat linearita asi 1 %. Připomeňme, že i kvalitní osciloskop mají linearitu časové základny 1 až 3 %.

Z uvedeného je vidět, že požadavky na generátor nejsou příliš vysoké, hlavně pokud

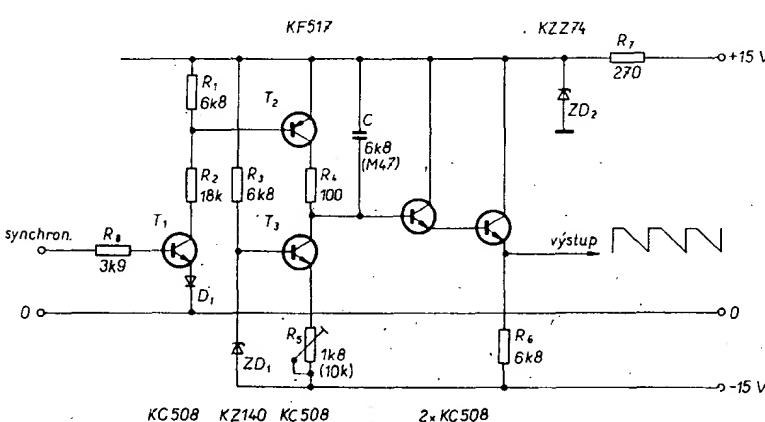
jde o pracovní kmitočtový rozsah. Bylo tedy možno volit poměrně jednoduché zapojení a přihlížet při jeho výběru též k-jednoduchosti uvádění do chodu a názornosti jeho funkce. S přihlédnutím k tému faktum byl vybrán generátor, jehož základní zapojení je na obr. 32. Toto zapojení se dá velmi snadno rozdělit na jednotlivé funkční celky, které se dají zkoušet odděleně, čímž se zjednoduší případná oprava nebo úprava. Jako zdroj proudu plně vyhovělo dříve popsané zapojení zdroje proudu (jehož základní schéma je na obr. 30), v němž je použita Zenerova dioda.

Amplituda a smysl zvětšování napětí při činném běhu vyplývajou ze zapojení zobrazovací jednotky a z požadavků na polohu obrazu na televizní obrazovce. V jednotce byly použity v komparátozech operační zesilovače TESLA řady MAA500, u nichž výrobce povoluje maximální vstupní napětí až 10 V. Pro dosažení co největší přesnosti bylo tohoto parametru plně využito. Z hlediska nastavení je výhodnější, aby čára, odpovídající nulovému napětí, byla u pravého okraje obrazovky, tedy na konci činného běhu paprsku. Napětí pilovitého průběhu tedy musí protinat nulovou úroveň na konci činného běhu, tj. musí probíhat od 10 V do nuly. Spouštěcí impulsy jsou dlouhé podle TV normy a úroveň je dána výstupním signálem obvodu TTL logiky, tj. +5 V.

Uvedeným požadavkům vyhovuje zapojení, které je na obr. 42. Tranzistor T_3 slouží jako zdroj proudu pro nabíjení kondenzátoru C . Průtok, který tento zdroj dodává, je určen odporem R_5 a Zenerovým napětím diody ZD_1 . Aby generátor pracoval na obou kmitočtech spolehlivě a bez nároku na výběr součástek, byl zvolen proud mezi 0,2 a 1 mA. Pro amplitudu „pily“ 10 V má pro snímkový kmitočet kondenzátor C kapacitu 0,47 μF, pro rádkový kmitočet byl použit kondenzátor s kapacitou 6,8 nF. Oba tyto kondenzátory jsou k dispozici ve kvalitním provedení a při uvedeném proudu mají ještě tranzistory typu KC508 dostatečné zesílení, takže zdroj proudu pracuje spolehlivě. Jako Zenerova dioda byla použita dioda typu KZ140, která má nejmenší Zenerovo napětí z u nás vyráběných diod. Hodnoty součástek pro generátor „pily“ s kmitočtem 50 Hz jsou uvedeny v závorce. Odpor R_5 nastavujeme přesný kmitočet, lépe řečeno rychlosť vybíjení napětí tak, aby po uplynutí dané doby bylo napětí přibližně nulové.

Tranzistor T_2 slouží k vybíjení kondenzátoru C . Je-li v sepnutém stavu, vybijí se kondenzátor přes odpor R_1 a tranzistor T_2 . Odpor R_1 musí být volen tak, aby se kondenzátor stačil plně vybit za dobu trvání synchronizačního impulsu a zároveň aby byl chráněn tranzistor T_2 před proudovým přetížením. Ukázalo se, že oba tyto požadavky v obou zapojeních splňuje plně odpor 100 Ω (proudová špička na začátku vybijení je jím omezena na 100 mA).

Tranzistor T_1 slouží jako převodník z úrovni TTL na úroveň, vhodnou k ovládání tranzistoru T_2 . Odpor R_1 slouží k dokonalému uzavření tranzistoru T_2 v době, kdy je uzavřen tranzistor T_1 . Dioda D_1 , zapojená v emitoru T_1 , zabraňuje otevření tranzistoru T_1 při úrovni log. 0 na výstupu generátoru synchronizačních impulsů, která je zaručována výrobcem (menší než 0,8 V). Pokud by toto napětí na výstupu skutečně bylo, byl by již tranzistor T_1 mírně otevřen. Tato úroveň je sice zaručována i při plném zatížení výstupu (při malé zátěži je skutečné napětí mnohem menší), při použití méně kvalitního obvodu by se však mohlo stát, že bez uvedené diody by zapojení nepracovalo spolehlivě (z praxe však mohu potvrdit, že při použití



Obr. 42. Zapojení generátorů napětí pilovitého průběhu, použitých ve druhé variante zobrazovací jednotky

obvodů první jakosti se tento jev ještě nevyškyt!

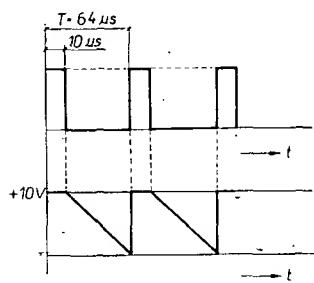
Na výstupu generátoru je připojen emitorový sledovač v Darlingtonové zapojení, aby bylo zaručeno minimální ovlivňování nabíjecího obvodu zátěží, které by mohlo mít negativní vliv na linearitu napětí.

Tvar výstupního napětí je nakreslen pro kmitočet 50 Hz na obr. 43, pro kmitočet 15 625 Hz na obr. 44. Odporem R_s nastavu-

UCY74121, který je vyráběn v PLR; obvod lze však zakoupit v pardubické prodejné Obchodního podniku TESLA. Připomínáme, že v jedné z dalších částí tohoto čísla A.R. řady B je uvedeno podrobné pojednání o obvodu UCY74121. Čtenáři zde najdou pokyny pro práci s obvodem, jeho možnosti a řadu aplikacích příkladů zapojení pro nejrůznější účely.

Je možné, že určité potíže by mohly nastat při obstarávání krystalu pro základní generátor. Je evidentní, že lze použít i krystaly s jiným rezonančním kmitočtem, pokud to bude celistvý násobek nejnižšího kmitočtu, který k funkci zobrazovací jednotky potřebujeme, to je 250 kHz. Potom ovšem musíme zapojení doplnit vhodným předrádným dělícem, aby kmitočet signálu, přivedeného do soustavy dělíců, byl požadovaných 250 kHz. V případě nouze lze použít i běžný typ oscilátoru bez krystalu, protože „záhytný rozsah“ synchronizace televizorů bývá dosti široký. Nedoporučujeme však pro tyto účely používat multivibrátor (které svádějí jednoduchost), protože jejich stabilita v tomto případě nevyhovuje.

Obr. 43. Průběh napětí na výstupu generátoru 50 Hz



Obr. 44. Průběh napětí na výstupu generátoru 15 625 Hz

je původní průběh napětí na výstupu tak, aby při příchodu synchronizačního impulsu bylo napětí přibližně nulové. U generátoru 50 Hz se snažíme obvod nastavit co nejčasněji, u generátoru signálu rádkového kmitočtu nastavíme obvod tak, aby úroveň napětí byla mírně pod nulovou úrovni. Tuto úroveň můžeme též nastavit v hotové jednotce tak, že bude-li na výstupu jednotky nulové napětí, odporem R_s nastavíme přesně polohu čáry, která mu odpovídá, na žádané místo obrazovky.

Správnou amplitudu napětí pilovitého průběhu určuje Zenerovo napětí diody ZD₂, která stabilizuje napětí 10 V, na které je vybíjen kondenzátor C. Napětí Zenerovy diody určuje napětí, které odpovídá polohu bodu na začátku činného běhu paprsku a nemusí být tedy právě 10 V.

Neodpovídá-li průběh napětí na výstupu průběhem na obr. 43 a 44, zkонтrolujeme odděleně činnost zdroje proudu, vybíjecího obvodu a emitorového sledovače. Při použití dobrých součástek by však uvedené do chodu nemělo činit potíže.

Použité součástky

Při konstrukci obvodů zobrazovací jednotky byly použity převážně běžně vyráběné a rovněž dostupné součástky. Jedná se o běžné typy odporů a kondenzátorů, dále běžné typy křemíkových tranzistorů (v obvodech generátorů napětí pilovitého průběhu) a hlavně pak číslicové integrované obvody TTL řady MH. Výjimkou je obvod

mezi jeho začátky). To má za následek, že se rádek rozvíti až u jedné ze svislých čára stru. Je to čára, jdoucí ze středu poněkud blíže levému okraji obrazovky, protože každý rádek se na obrazovce začíná vytvářet až v okamžiku skončení rádkového synchronizačního impulsu.

Rozsvítí-li se však rádek až někde v části, viditelné na obrazovce, potom bude přesně ve stejném místě rádek také zhasnut, jen tehdy, bude-li šířka rozsvěcovacího impulsu přesně stejná, jako je doba mezi dvěma rádkovými synchronizačními impulsy, čili 64 µs. Bude-li šířka rozsvěcovacího impulsu menší, pak bude na obrazovce vidět na každém rozsvíceném rádku (vodorovném rastru) přerušen (čili bude chybět jeho část). Bude-li rozsvěcovací impuls delší, potom bude sice rádek rastru rozsvícen celý, ale naopak jeho část bude prosvětlena, protože určitý čas budou rozsvíceny dva rádky vedle sebe. Chybějící nebo přebývající kus rádku je vždy úměrný tomu, oč je výstupní rozsvěcovací impuls monostabilního klopného obvodu MKO₄, kratší nebo delší než 64 µs. Proto tedy záleží na přesné době trvání impulsu pro rozsvícení vodorovných čar rastru. Je však třeba říci, že přesně dodržet požadovanou dobu impulsu je i při použití kvalitního integrovaného monostabilního klopného obvodu UCY74121 problematické – proto je na místě snažit se například opakováním zapnutí přístroje dosáhnout takového pracovního režimu, při němž bude začátek rozsvěcovacího impulsu souhlasit s rádkovými synchronizačními impulsy, tj. režimu, při němž bude jas vodorovných čar rastru na prostě homogenní po celé délce rádku.

Příčina celého problému je v zapojení soustavy dělíců. Na jejím schématu (na obr. 23) vidíme, že pro spouštění generátoru MKO₄ rádkových synchronizačních impulsů se využívá signálu s periodou 64 µs, avšak k řízení další části soustavy dělíců (ze které se po vydělení odebrá signál pro spouštění monostabilního klopného obvodu pro rozsvícení vodorovných čar rastru) se používá signál s periodou 32 µs, tedy s kmitočtem dvakrát vyšším. Nekompromisní řešení by vyžadovalo použít pro řízení monostabilního klopného obvodu zvláštní soustavu dělíců řízenou stejným signálem, jakým se řídí činnost generátorů rádkových synchronizačních impulsů.

Jakmile ověříme osciloskopem správnost průběhu impulsů ve vyznačených bodech, můžeme již realizovat první funkční zkoušky celého zapojení. Předpokládáme, že máme již zapojeny také kombinaci obvodů pro sloučení rádkových a snímkových synchronizačních impulsů a pro sloučení těchto impulsů s obrazovým signálem – to znamená vše kromě komparátoru a jím příslušejících derivacích obvodů a generátoru napětí pilovitého průběhu.

Propojíme výstup modulačního signálu z destičky zobrazovací jednotky s příslušným bodem na destičce v generátoru, výstup tohoto generátoru spojíme s anténními zdírkami televizoru. Na desce v generátoru i zobrazovací jednotky přivedeme napájecí napětí 5 V. Prolaďováním vstupního dílu televizoru se snažíme v oblasti osmého až dvanáctého kanálu zachytit signál, který po správném naladění vytvoří na obrazovce rastr se čtyřmi vodorovnými a jedenácti až dvanácti (záleží na nastavení sítce obrazu daného televizoru) svislými čarami.

V dalším kroku zapojíme na desce zobrazovací jednotky všechny zbývající obvody. Nejdříve zapojíme generátor signálu 15 625 Hz a seřídíme jeho průběh (amplituda výstupního napětí) podle obr. 44. Potom zapojíme generátor signálu 50 Hz a nastavíme výstupní napětí tak, aby průběhem odpovídalo obr. 43. Stavbu zobrazovací jednotky potom zakončíme zapojením komparátoru a příslušných derivacích obvodů.

Po skončení stavby propojíme opět všechny obvody tak, jak tomu bylo při první provozní zkoušce, navíc však ještě připojíme napájecí napětí ± 15 V, nutné k zajištění provozu generátorů napětí pilovitého průběhu a komparátorů. Signálové vstupy komparátorů připojíme na běžce pomocných potenciometrů (1 až 10 k Ω), které zapojíme krajními vývody mezi svorku napájecího napětí +5 V a zem. Nyní bychom měli mít na obrazovce televizoru kromě již zmíněného rastrového tří svislé čáry, jimiž lze pohybovat (příslušnými potenciometry) v pravé části obrazovky (přibližně přes dvě třetiny její celkové šířky).

To účinkem zkouškou jsme vlastně překontrolovaly všechny funkce zobrazovací jednotky a v případě úspěchu můžeme považovat práce na této části za zářízení za skončené.

Doplňková zařízení – snímače charakteristik

Úvod

V úvodu tohoto čísla AR řady B bylo řečeno, že velmi vhodnou aplikací popisovaných zobrazovacích jednotek je snímání charakteristik, neboli vzájemných závislostí některých veličin, charakterizujících danou součástku, prvek, či celý obvod. Patří mezi ně např. voltampérové a přenosové charakteristiky nelineárních prvků, závislost kapacity na napětí u varikapů, kmitočtové charakteristiky zesilovačů atd. Chceme-li měřit nějakou charakteristiku, měníme jednu z veličin, měříme druhou a jejich vzájemnou závislost vynášíme do grafu. Chceme-li tedy zobrazovat obecně nějakou charakteristiku na osciloskopu, měníme periodicky jednu veličinu a pak obě veličiny, měřenou i měřenou, převedeme na napětí a takto získané napětí přivádíme na horizontální a vertikální zesilovač osciloskopu. Toto je nejobecnější metoda měření jakékoli charakteristiky.

V praxi se obvykle používá pro nezávislou proměnnou veličinu opačný převod, tj. z napětí na žádanou veličinu. Tím můžeme průběh napětí, odpovídající nezávisle proměnné veličině, lépe ovlivňovat. Závisle proměnnou veličinu pak převedeme na napětí a zobražujeme druhým (obvykle vertikálním) zesilovačem. Jak vyplývá z úvodu statu o zobrazovacích jednotkách, je tento postup v našem případě nevhodný, neboť nemůžeme ovlivnit průběh napětí na vychytávacích cívkách televizoru, který je pilovitý. Musíme tedy v každém případě použít jako periodické napětí, které přivádíme na žádanou veličinu, napětí pilovitého průběhu. Pak obdržíme charakteristiku, která je pro veličinu lineární, pokud je převod napětí na tu veličinu lineární. Lineáritu měřitka druhé veličiny je daná převodem této veličiny na napětí. Jednoduchá je situace u voltampérových a přenosových charakteristik, neboť jako proměnné slouží buď přímo napětí, nebo proud, který na napětí převedeme velmi snadno. Při měření některých součástek se může stát, že charakteristika závisí ještě na

jiných veličinách. Pak se obvykle další veličiny volí jako parametr a místo jedné charakteristiky se zobrazuje celá síť, v níž každá charakteristika odpovídá jedné velikosti parametru. Velikost parametru se v takových měřicích obvykle mění stupňovitě po každém „projektu“ jedné charakteristiky. Při dostatečně vysokém kmitočtu periodického napětí pak vidíme všechny charakteristiky na jednu.

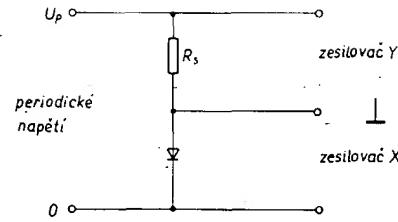
Význam snímání charakteristik

Zobrazování charakteristik na osciloskopu, popř. na televizní obrazovce má význam především v demonstrační a vyučové oblasti, kdy se dají charakteristiky různých součástek zobrazit velmi rychle a bez dlouhého proměřování bod po bodu. Navíc se dá velmi rychle a operativně ukázat, jaký je vliv některých případných dalších parametrů. Snímačů charakteristik se těž využívá ke snazšímu a dokonalejšímu párování součástek. Párujeme-li součástky nějakým měřicím přístrojem, máme k dispozici hodnoty měřených veličin pouze v několika bodech. Při měření snímačem charakteristik máme k dispozici celou charakteristiku a součásti lze proto párovat mnohem přesněji, než při měření v několika bodech. Navíc má popisovaná zobrazovací jednotka dva vstupy, což umožňuje zobrazit dvě charakteristiky najednou a tedy přímo je srovnávat. Navíc tato metoda párování velmi urychlí.

Snímání voltampérových charakteristik

Při snímání voltampérových charakteristik přivádíme na měřenou součástku napětí, které měříme voltmetretem a současně měříme proud procházející součástkou. Na základě předešlých odstavců vidíme, že v našem případě můžeme měření napětí vypustit, neboť jeho průběh je jednoznačně určen a tudíž známý. Mění se pouze jeho amplituda, kterou musíme okalibrovat. Zbývá tedy měření proudu převést na měření napětí. Toho snadno dosáhneme tím, že nebudeme měřit proud, ale spád napětí na nějakém odporu. Zbývá už pouze zvolit takový odpor, aby spád napětí byl mnohem menší, než napětí přiváděné na měřenou součástku.

Jako příklad měření voltampérových charakteristik uvedeme měření charakteristik diod. Principiální zapojení pro snímání charakteristik diody je na obr. 45. Na diodu, k níž je zapojen do série odporník R_s , přivádíme periodicky proměnné napětí. Podle toho, jde-li o tepavé či střídavé napětí, měříme charakteristiku buď pouze v jednom, nebo v obou směrech. Toto zapojení má výhodu v tom, že odporník R_s neovlivňuje přesnost měření, neboť napětí snímáme přímo z diody. Zapojení by ovšem nešlo použít ve spojení s popsanými zobrazovacími jednotkami, neboť tam nemůžeme ovlivnit časový průběh na osi x a tedy napětí na diodě musí mít pilovitý průběh. Proto ve spojení s popsanou zobrazovací jednotkou bychom museli použít obecné zapojení s napětím pilovitého průběhu. Odporník R_s by ovšem v tomto případě musel být volen velmi malý, aby nezměňoval přesnost měření. Dále by bylo třeba ve snímači zajistit, aby se napětí na diodě nemohlo zvětšit natolik, aby proud v prospěšném směru přesáhl maximální povolenou velikost. Přitom je třeba mít na paměti, že zvláště u křemíkových diod je průběh závislosti proudu na napětí velmi strmý a od napětí přibližně 0,6 V se proud zvětšuje velmi prudce. Naopak při napětí menším než 0,6 V a v závěrném směru je proud velmi malý, je rádu jednotek až desítek nA. Z toho vyplývá, že bez použití velmi citlivých měřiců proudu je pro křemíkové diody zajímavá pouze oblast napětí přibližně v rozmezí 0,5 až



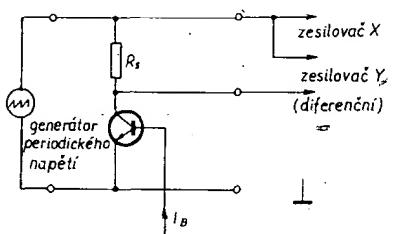
Obr. 45. Zapojení k měření charakteristiky diody na osciloskopu

1 V. Při napětí do 0,5 V je proud jednoduchým prostředkem neměřitelný, při napětích nad 1 V přesahuje obvykle maximální povolenou velikost.

Charakteristiky tranzistoru

U tranzistorů se nejčastěji udávají a měří kolektorové charakteristiky, tj. závislost kolektorového proudu na kolektorovém napětí při konstantním proudu báze. Měří tyto charakteristiky je relativně jednoduché a návody charakteristiky umožňují dobrou orientaci ve vlastnostech tranzistoru.

Principiální zapojení pro toto měření je na obr. 46. Na kolektor tranzistoru přivádíme

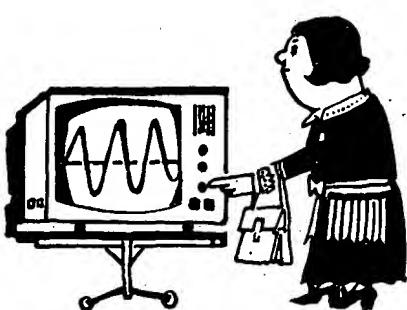


Obr. 46. Zapojení k měření kolektorové charakteristiky tranzistoru na osciloskopu

napětí pilovitého průběhu (při použití osciloskopu může být průběh napětí, přiváděného na kolektor, libovolný a přivádíme ho potom na horizontální vstup osciloskopu) a na kolektorovém odporníku R_s snímáme proud tekoucí tranzistorem. O odporníku R_s platí, což bylo řečeno dříve. Toto zapojení má nevýhodu v tom, že pro vstup zobrazovacího zařízení je nutno použít diferenční zesilovač. Tento komplikaci je možno se vyhnout tím, že se odporník R_s připojí mezi emitor tranzistoru a zem. Napětí pak snímáme proti zemi, zavádime tím však do měření další chybu, která vyplývá z toho, že emitorem protéká kromě kolektorového proudu též proud báze, napěťový spád na R_s je dán součtem obou proudů. Z tohoto faktu můžeme těž odhadnout chybu. Platí totiž:

$$I_E = I_B + I_C \doteq I_C + \frac{I_C}{h_{2IE}} = \\ = I_C \left(1 + \frac{1}{h_{2IE}} \right)$$

Chyba, kterou tím do měření zavádime, je tedy přibližně rovna převrácené hodnotě proudového zesilovacího činitele tranzistoru v zapojení se společným emitorem. Tento činitel je však u většiny moderních tranzistorů větší než 50, což odpovídá chybě 2 %. Navíc proud báze jako parametr je konstantní, takže se chyba projeví jako malý konstantní posuv křivky (posuv odpovídá proudu báze) a tvar křivky tím vůbec nenaruší.



Proud báze měníme jako parametr. Můžeme to dělat jednak ručně, jednak automaticky např. po každém proměnění charakteristiky. Snímače pak kreslí postupně charakteristiky pro různé proudy báze a je-li opakovací kmitočet měřicího napětí dostatečně vysoký, vidíme na obrazovce všechny charakteristiky současně.

Návrh snímače charakteristik tranzistorů

Vzhledem k faktům, které byly uvedeny v předešlém odstavci, bylo pro jednoduchý a jednoúčelový přípravek ke snímání charakteristik tranzistorů zvoleno snímání charakteristik kolektorových. Bude tedy třeba zhotovit jednak zdroj proudu báze, jednak zdroj napětí pilovitého průběhu pro napájení kolektoru a konečně zařízení pro snímání napětí. V předešlých odstavcích jsme se obšírně zabývali různými generátory napětí pilovitého průběhu a nakonec jsme navrhli generátor, který jednak slouží v zobrazovací jednotce pro vzorkování na řádkovém kmitočtu a jednak ho lze použít právě na kmitočtech 50 Hz.

Abychom mohli tranzistory napájet různým napětím a aby bylo možno měřit je při větších proudech, je nutno napětí z generátoru výkonové i napěťové zesilovače. Pro měření tranzistorů obou polarit bylo vhodné, aby výstupní napětí pilovitého průběhu mohlo být jak kladné, tak záporné. V dalším je nutno navrhnout zdroj parametrického proudu pro bázi tranzistoru. Jak již bylo dříve naznačeno, je vhodné měřit několik charakteristik najednou. Celé měření je pak názornější a z charakteristik se dají pak lépe odhadnout vlastnosti tranzistoru. Z těchto důvodů je lépe, je-li zobrazovaných charakteristik více. Na druhé straně však čím více je charakteristik, tím vyšší musí být opakovací kmitočet měření, aby byl obraz klidný. Vzhledem k pevnému opakovacímu kmitočtu televizoru, který je 50 Hz, byl omezen počet zobrazovaných charakteristik na dvě. Dalším požadavkem na zdroj parametrické-

ho proudu je možnost jednoduše přepínat polaritu proudu pro měření tranzistorů jak typu n-p-n, tak typu p-n-p.

Schéma přípravku, který splňuje tyto požadavky, je na obr. 47. Požadavku, aby bylo možno jednoduchým způsobem měnit polaritu výstupního napětí, se dá nejlépe vyhovět zesilovačem osazeným operačním zesilovačem a pracujícím jednou v invertujícím, podruhé v neinvertujícím režimu. Zapojíme-li operační zesilovač podle obr. 48, dostaneme diferenční zesilovač, jehož výstupní napětí je dáno vztahem:

$$U_2 = (U_b - U_a) \frac{R_2}{R_1}$$

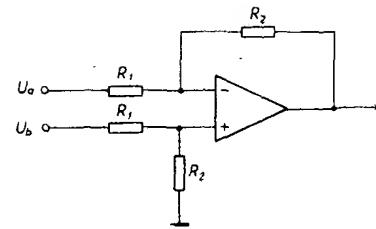
Vidíme tedy, že jestliže uzemníme vstup A,

bude zesílení rovno $\frac{R_2}{R_1}$, jestliže uzemníme vstup B, bude zesílení $-\frac{R_2}{R_1}$.

Tak můžeme tedy jednoduchým přepnutím dosáhnout na výstupu stejného napětí opačné polarity. V tomto zapojení pracuje zesilovač IO₁ na obr. 47 – proto lze měřit za úplně stejných podmínek tranzistory p-n-p i n-p-n. Aby bylo možno měřit tranzistory i při větších kolektorových napětích, byl na tomto místě použit operační zesilovač typu MAA741, který má maximální povolené napájecí napětí ± 22 V. Při tomto napájecím napětí má výstupní napětí rozsah ± 18 V. I když v uvedeném vzorku nebylo této vlastnosti plně využito, zapojení s ní počítá.

Vzhledem k tomu, že napájení ostatních obvodů zobrazovací jednotky je ± 15 V, bylo by nutno sestrojit zvláštní zdroj napětí ± 22 V.

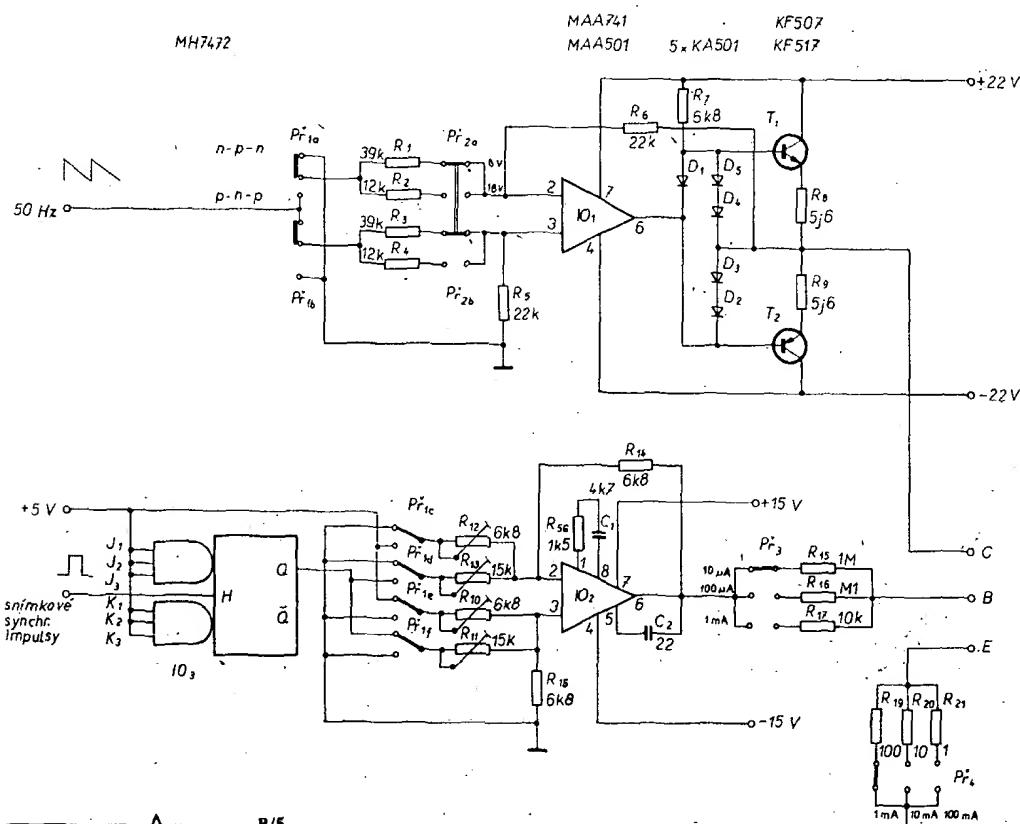
Operační zesilovač má na výstupu připojen výkonový stupeň, který umožnuje zvětšit povolené výstupní proud zesilovače. Při dobrém chlazení může tento koncový stupeň odevzdat proud až 200 mA. Jde o běžné zapojení koncového stupně s komplementárními tranzistory, v němž dioda D₁ zajišťuje předpětí báze koncových tranzistorů, aby bylo omezeno přechodové zkreslení. Zpětná vazba je vedena až z výstupu, aby se zmínilo zkreslení, které by mohlo vzniknout v konco-



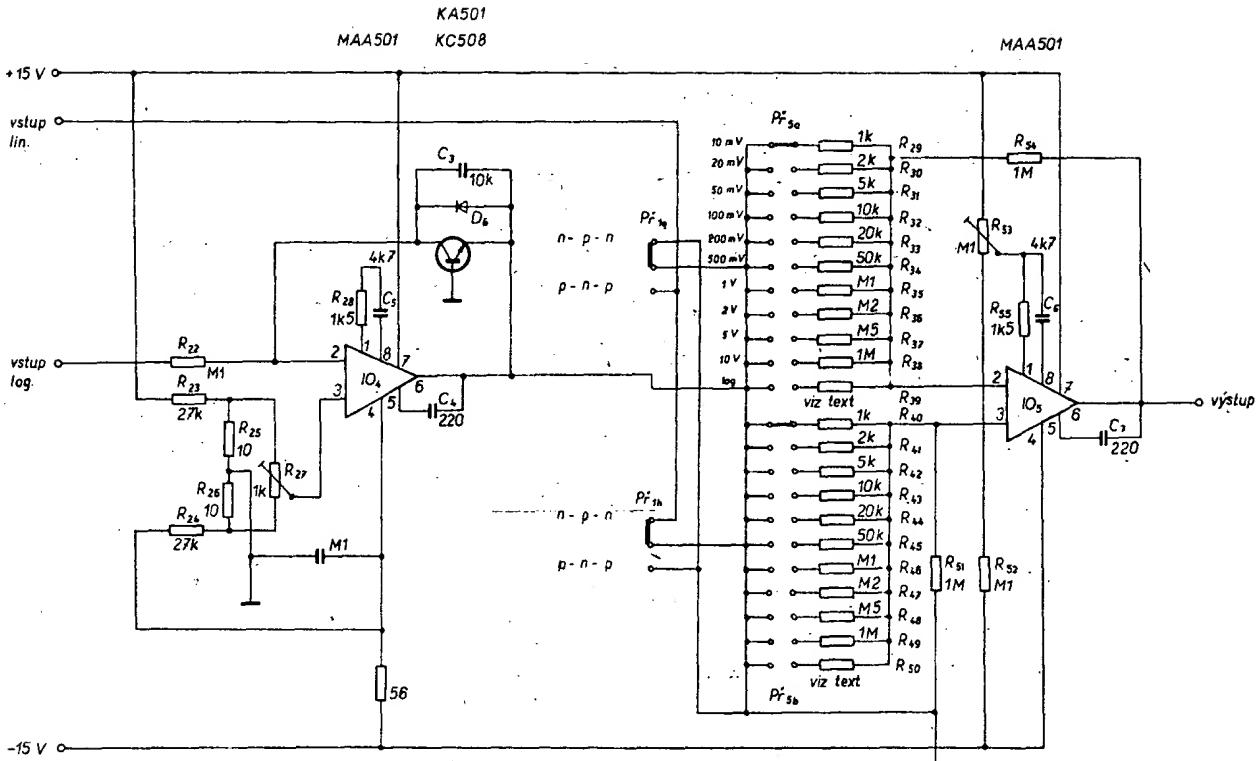
Obr. 48. Zapojení operačního zesilovače jako diferenčního zesilovače

vém stupni. Diody D₁ až D₅ slouží k prouďovému omezení. Zvětší-li se totiž proud koncovým stupněm nad stanovenou mez, je úbytek napětí na odporu R₈ nebo R₄ tak velký, že začne protékat proud diodami D₂ až D₅ a napětí na nich je konstantní. Příslušný tranzistor se pak začne chovat jako zdroj proudu a výstupní proud bude tedy omezen. S odpory 5,6 Ω je maximální výstupní proud asi 200 mA, s odpory 22 Ω asi 50 mA. Zesílení celého zesilovače je ovládáno přepínáním odporek R₁, R₂, R₃ a R₄ ve dvou stupních, abychom mohli volit dva rozsahy kolektorových napětí. Odpory uvedené na obr. 47 platí pro napětí přibližně 6 a 18 V. Podle zvoleného napětí a amplitudy napětí pilovitého průběhu (při použití popsaného generátoru) bude amplituda záviset na napětí Zenerovy diody) můžeme odpory R₁ až R₄ volit podle potřeby. Při požadavku přesných velikostí maximálního napětí bude zřejmě nutno použít paralelní nebo sériové kombinace odporek, popř. odporné trimry. Abychom dosáhli dobré symetrie pro měření tranzistorů obou polarit, snažíme se vybrat odpory tak, aby byly co nejpřesněji splněny tyto požadavky: $R_6 = R_5$, $R_1 = R_3$ a $R_2 = R_4$.

Zdroj proudu báze je řešen obdobným způsobem. Místo zdroje proudu je použit dvojstupňový zdroj napětí a báze je napájena přes velký odpór. Vzhledem k tomu, že



Obr. 47. Detailní zapojení popisovaného snímače charakteristik



Obr. 49. Detailní zapojení vstupních děličů

napětí báze se mění se změnou ostatních pracovních podmínek tranzistoru jen nepatrně, můžeme proud považovat za konstantní. Vzhledem k úbytku napětí mezi bází a emitem nebude však proud báze přímo úměrný napětí, bude tedy nutno nastavit toto napětí přímo pro daný proud.

Abychom mohli sledovat dvě charakteristiky současně, musíme měnit proud báze ve dvou velikostech, tj. střídat dvě různá napětí na výstupu operačního zesilovače. Toho se v uvedeném zapojení dosahuje tím, že se na příslušném vstupu (invertujícím nebo neinvertujícím) sčítají dvě napětí, jedno konstantní $+5\text{ V}$ a druhé z výstupu klopného obvodu. Zesilovač se tedy v době, kdy je na výstupu úroveň log. 0, chová přibližně tak, jako by na jeho vstupu bylo napětí $+5 + 0\text{ V}$; je-li na výstupu klopného obvodu úroveň log. 1, chová se zesilovač tak, jako by na jeho vstupu bylo napětí $+5 + 5\text{ V}$. Odory R_{10} a R_{11} , popř. R_{12} a R_{13} se nastavuje zesílení pro jednotlivé vstupy, tj: pro obě napěťové úrovně. Odory R_{10} a R_{12} se nastavuje menší napětí, odory R_{11} a R_{13} větší napětí. Vzhledem k tomu, že na výstupech nejsou přenesená napětí 0 a 5 V , budou se při nastavování tyto prvky vzájemně ovlivňovat a nastavení se musí provést několikrát. Ve vzorku byly zvoleny dva proudy báze v poměru 1:2. Proud báze se přepíná v poměru 1:10:odory R_{15} až R_{18} , proudy jsou $10\text{ }\mu\text{A}$ až 1 mA .

Polarita napětí na vývodech tranzistoru se přepíná naprosto stejným způsobem jako u zesilovače napětí pilovitého průběhu, tj. pro měření tranzistorů n-p-n jsou uzemněny odpory R_{10} a R_{11} a ovládací napětí se přivádí na R_{12} a R_{13} nebo naopak. Symetrie obou proudů báze opět závisí na přesnosti nastavení odporů.

Klopny obvod IO₃ je ovládán snímkovými impulsy o kmotru 50 Hz, aby při každém půlsnímku byla nakreslena jedna charakteristika. Je použit integrovaný obvod MH7472 v běžném zapojení (dělička dvěma).

Napětí se snímá na odporu zapojeném v emitoru tranzistoru. Odpor je přepínán pro různé kolektorové proudy (odpory R_{19} až

R₂₁). Odpor v emitoru je volen tak, aby napětí na něm nepřesáhlo 0,1 V, což je zanedbatelná velikost proti kolektorovému napětí. Rozsahy měření jsou v poměru 1:10 od 1 mA do 100 mA.

Vstupní zesilovač pro zobrazovací jednotku

Popsaná zobrazovací jednotka (druhá varianta) má základní citlivost 10 V pro výchylku přes celé stínítko obrazovky. Tato citlivost pochopitelně nevyhovuje pro všechny aplikace (viz např. měřič charakteristik) a je vhodné mít možnost ji definovaně zvětšit. Navíc je rozsah vstupních napětí pouze v rozmezí 0 až +10 V, tzn. že záporná vstupní napětí je třeba převést na kladná v rozmezí 0 až +10 V. Potřebujeme tedy zesilovač s proměnným ziskem, a to jak s kladným, tak záporným. V osciloskopech se tato problematika řeší obvykle tím, že se navrhne zesilovač, jehož základní citlivost je rovná největší potřebné citlivosti a menší citlivosti se dosahuje napěťovým dělícem. Tato metoda má výhodu v tom, že vstupní a přenosová charakteristika se příslušně nemění s přepínáním citlivosti. Nevýhodou je naopak, že všechny nestabilita se projeví naprostou stejnou měrou i na rozdílech s menší citlivostí.

U uvedené zobrazovací jednotky jsou na kmitočtovou charakteristiku zesilovače kladený velmi malé nároky vzhledem k tomu, že při konstantní časové základně 50 Hz je silně omezen shora maximální zobrazitelný kmitočet. Není tedy nutné, aby vstupní zesilovač byl schopen přenášet rychlejší déje. Vystačíme proto se zesilovačem, v němž bude použit operační zesilovač, neboť jeho dynamicky

rozsah se kryje se vstupním rozsahem jednotky, a kromě toho u něho lze snadno (přepínáním na odporu) měnit zesílení a ovládat polaritu výstupního signálu. K této účelům použijeme opět zesilovač v zapojení, popsaném v předešlém odstavci. Nevýhodou tohoto zapojení bude proměnný vstupní odporem podle použitého rozsahu, ale vzhledem k možným aplikacím tohoto zařízení není

tento fakt na závadu. Výhodou naopak bude, že se u zesilovače s přepínaným zesílením se zmenšujícím se zesílením zlepšuje jeho stabilita.

Zapojení takového zesilovače je na obr. 49. Vstupní zesilovač je osazen operačním zesilovačem typu MAA501 (IO₅). K' volbě zesílení slouží odpory R_{29} až R_{39} a R_{40} až R_{50} . Přepínáním téctho odporů se mění zesílení stupně od 1 do 1000 (10 mV až 10 V pro obraz na celém stínítku). Napětí budeme invertovat opět jednoduše tak, že jeden vstup uzemníme a na druhý přivedeme vstupní signál; pro opačné zesílení vstupy prohodíme. Symetrie zesílení bude opět dáná mírou shodnosti odporů pro odpovídající zesílení ($R_{29} = R_{40}$, $R_{30} = R_{41}$, a $R_{54} = R_{51}$). Vzhledem k velkému zesílení v některých polohách přepínače byla kompenzována vstupní napěťová nesymetrie zavedením oprávného napětí do vstupu 1 IO₅ (z odporů R_{32} a R_{31}).

Pro větší univerzálnost byl k tomuto zesilovači navržen též logaritmický zesilovač. V některých aplikacích (při měření s rozdílcem apod.) je jeho použití velmi výhodné. Je použito základní zapojení, které sice nevyniká velkou stabilitou (zvláště teplotní), ale pro použití k indikačním účelům a ke kvalitativnímu zkoumání postačí. Využívá se v něm exponenciální závislosti proudu na napětí přes přechod báze-emitor tranzistoru T_3 . Naproti tomu kolektorový proud závisí prakticky lineárně na proudu I_B . Máme tedy k dispozici prvek s exponenciální závislostí proudu na napětí (závislost kolektorového proudu na napětí báze) – dáme-li ho do zpětné vazby operačního zesilovače, dostaneme logaritmickou převodní charakteristiku. Na obr. 49 je to zesilovač IO₄.

Odpór R_{27} slouží k nastavení nuly celého zesilovače. Výstupní signál tohoto zesilovače je přiveden na vstup IO₅, kde je zesilován na úroveň 10 V.

Provedení a oživení zesilovačů a snímače charakteristik

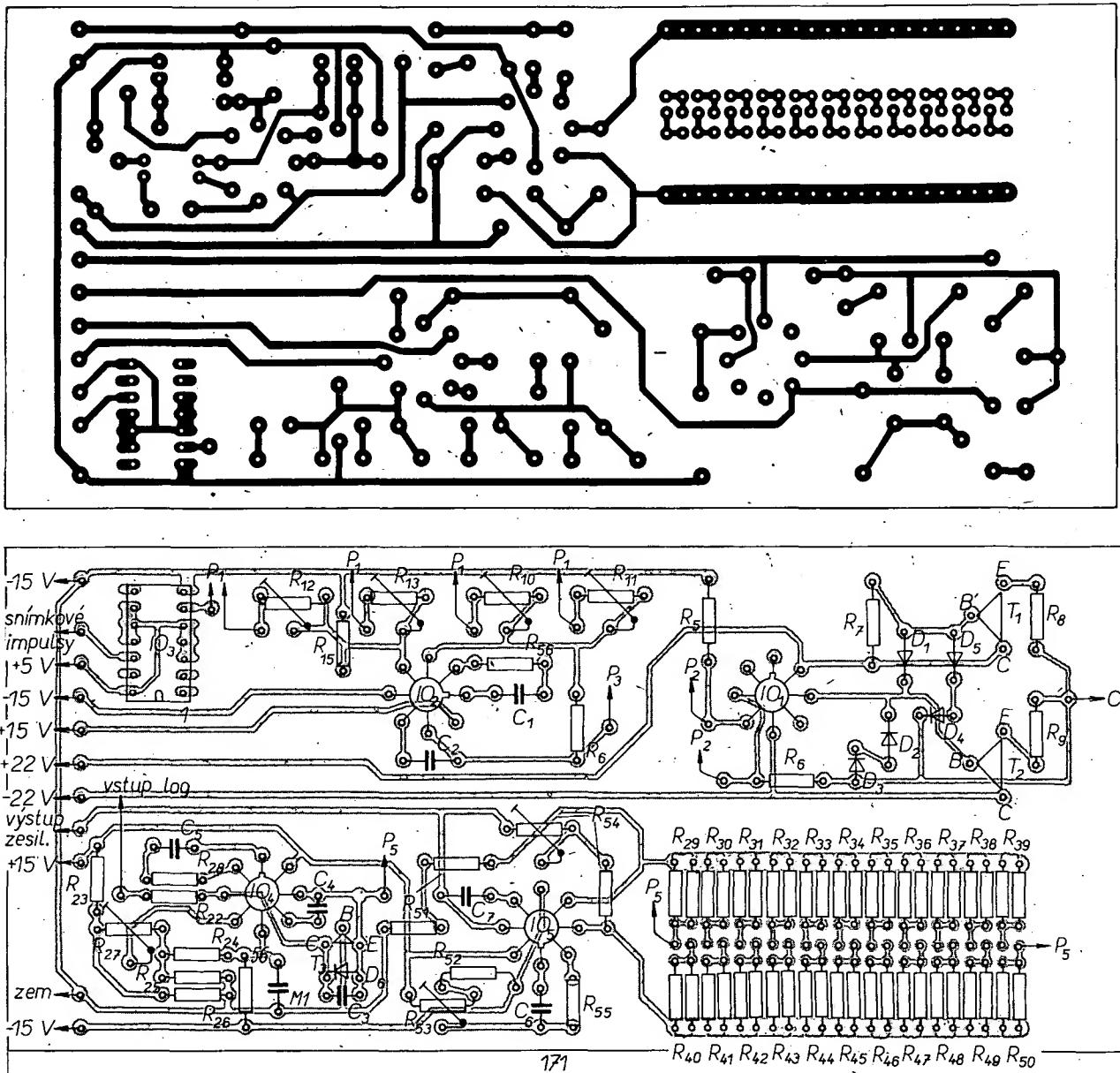
Popsaný snímač charakteristik a zesilovače byly realizovány na jedné desce s plošnými spoji, kde jsou však obě části zcela odděleny, takže je možno desku rozříznout na půl a každou její polovinu, tj. snímač charakteristik i zesilovač používat odděleně. Na desce jsou umístěny všechny součástky kromě přepínačů, odpory R_1 až R_4 , R_{15} až R_{17} a R_{19} až R_{21} , které jsou připájeny na vývodech přepínačů. Obrázec plošných spojů je na obr. 50.

Celé zařízení oživíme po částech. Nejprve oživíme vstupní zesilovače, IO_4 a IO_5 . Začneme zesilovačem IO_5 . Odpory R_{29} až R_{38} a R_{40} až R_{49} skombinujeme tak, aby jejich hodnoty odpovídaly odporu v schématu. Přesnosti jejich nastavení je dána přesnost zesílení celého zesilovače, hlavní je však dodržet shodnost odporů R_{29} a R_{40} , R_{30} a R_{41} atd. – na tom totiž závisí symetrie zesílení při přepínání přepínače P_1 . Na desce s plošnými spoji je dostatek místa k tomu, aby bylo možno složit každý z těchto odporů ze dvou paralelních odporů. Odpory R_{51} a R_{54} jsou ve schématu označeny jako $1\text{ M}\Omega$, tento údaj platí však

pouze pro ten případ, je-li vstupní citlivost jednotky přesně 10 V pro plnou výchylku. Při jiné vstupní citlivosti jednotky je třeba tyto odpory změnit. Oba odpory jsou složeny ze sériové kombinace dvou odporů, při jejich nastavení dbáme na to, aby se jejich hodnoty rovnaly. Odpory nastavíme nejsnazší tak, že přepneme přepínač P_1 do polohy p-n-p a přepínač citlivosti na 10 V . Odpor R_{54} nahradíme trimrem, na vstup přivedeme napětí -10 V a na stínítku televizoru nastavíme výchylku paprsku přesně na okraj stínítka. Pak zapojíme trimr místo R_{51} a celý postup zopakujeme při napětí $+10\text{ V}$ a při přepínači P_1 v poloze n-p-n. Tento postup zachováváme při nastavování všech zesilovačů v tomto zařízení, neboť v invertujícím zapojení je vliv odporu mezi/neinvertujícím vstupem a zemí na celkové zesílení malý a obě nastavení se tedy vzájemně ovlivňují pouze minimálně. Přesto je dobré se o tom přesvědčit a nastavení popř. několikrát opakovat. Po prvním nastavení odporů R_{54} a R_{51} ještě nastavíme nulu zesilovače. Přepneme přepínač P_5 do polohy 10 mV , uzemníme oba vstupy a trimrem R_{53} nastavíme na výstupu zesilovače nulové napětí.

Logaritmický zesilovač nastavíme tak, že nejprve uzemníme vstup a trimrem R_{27} nastavíme na výstupu nulové napětí. Pak přepneme P_5 do polohy „log“, odporník R_{39} nahradíme trimrem a na vstup logaritmického zesilovače přivedeme napětí $+10\text{ V}$. Odporom R_{39} nastavíme na výstupu zesilovače $+10\text{ V}$. Pak R_{39} nahradíme pevným odporem a stejný odpór dáme i na pozici R_{50} . Překontrolujeme nastavení; pokud souhlasí, je zesilovač oživen.

Dále oživíme snímač charakteristik. Začneme zesilovačem napětí pilovitého průběhu. Na svorky pro napájecí napětí přivedeme příslušné napětí a zkontrolujeme odběr proudu, který by bez zátěže neměl přesahovat 20 mA . Pak přivedeme na vstup pro napětí pilovitého průběhu napětí ze Zenerovy diody ZD_2 , obr. 42, (určuje amplitudu „pily“), přepínač polarity přepneme do polohy p-n-p, místo odporu R_1 dáme trimr a nastavíme jím napětí, které chceme mít na výstupu při příslušné poloze přepínače P_2 (tedy např. -6 V). Pak přepneme přepínač do polohy n-p-n a uděláme totéž s odporem R_3 , s tou výjimkou, že napětí bude tentokrát kladné. Pak překontrolujeme, zda se výstup-



Obr. 50. Deska s plošnými spoji snímače charakteristik (M229)

ní napětí nezměnilo v poloze přepínače pro měření tranzistorů p-n-p a nastavení trimrů případně mírně opravíme. Totéž uděláme pro druhou polohu přepínače Př₂ a odpory R₂ a R₄. Maximální napětí, které můžeme použít, je dáná maximálním rozkmitem výstupního napětí operačního zesilovače při daném napájecím napětí. Poté přivedeme na vstup napětí pilovitého průběhu a na osciloskopu zkонтrolujeme, pracuje-li správně zesilovač a má-li výstupní napětí ty parametry, které jsme stanovili a nastavili. Je-li tomu tak, nahradíme trimry na místech R₁ až R₄ pevnými odpory. Činnost můžeme zkонтrolovat i přímo na zobrazovací jednotce, přivedeme-li výstupní signál zesilovače na vstup jednotky. Na stínátku televizoru by se měla objevit přímka, jdoucí z pravého dolního rohu obrazovky šikmo přes obrazovku a protínající její horní okraj v bodě, odpovídajícím maximálnímu nastavenému napětí. Tím je oživen zesilovač „pily“, v něhož napájíme kolektor meřeného tranzistoru.

Zbývá nám tedy již pouze oživit zdroj parametrického napětí do báze. K tomu účelu přepneme přepínač Př₁ do polohy p-n-p, přepínač Př₃ do polohy 1 mA a přepínač Př₄ též do polohy 1 mA. Na svorky B a E připojíme bázi a emitor nějakého křemíkového tranzistoru p-n-p (nebo křemíkovou diodu katodou ke svorce B). Pak uzemníme nulovací vstup klopného obvodu IO₃ (vývod 2IO) a trimrem R₁₀ nastavíme na odporu R₁₉ napětí 50 mV. Pozor však na vnitřní odpór měřidla – je třeba, aby byl mnohonásobně větší než odpor 100 Ω, z něhož napětí snímáme. Např. při použití voltmetu na vnitřním odporu 20 kΩ/V použijeme rozsah nejméně 0,3 V, při němž je vnitřní odpor přístoje zhruba 6 kΩ a chyba měření asi 3 %. Pak odpojíme nulovací vstup od země, uzemníme nastavovací vstup (vývod 13 IO) a trimrem R₁₁ nastavíme úroveň výstupního napěti na 100 mV. Uvedený postup několikrát zapakujeme, neboť výstupní napětí klopného obvodu při log. 0 není přesně nulové a nastavení odporů bude ovlivňovat obě polohy. Pak přepneme Př₁ do polohy n-p-n a celé nastavení opakujeme s připojeným tranzistorem n-p-n (nebo s obráceně položenou diodou).

Zdroj parametrického napětí bychom mohli nastavovat též pomocí zobrazovací jednotky. V tom případě výstup E připojíme na vstup zesilovače, přepnutého na rozsah 100 mV. Jsou-li na vstupu IO₃ synchronizační impulsy, měly by se na obrazovce objevit dvě křivky, jedna odpovídající úrovni 5 V, druhá úrovni 10 V (tj. 50 a 100 mV). Trimry R₁₀ a R₁₁ (popř. R₁₂ a R₁₃ pro polohu n-p-n) nastavíme polohy obou krivek tak, aby přesné odpovídaly příslušným úrovním. Trimry R₁₀ a R₁₂ nastavujeme 5 V, trimry R₁₁ a R₁₃ 10 V. Tím je oživen celý charakterograf.

Použití snímače charakteristik

Charakteristiky snímáme tak, že do svorek CBE připojíme měřený tranzistor. Přepínač Př₁ nastavíme do příslušné polohy (n-p-n nebo p-n-p), Př₂ a Př₃ do polohy, určené pracovním bodem, v němž chceme tranzistor měřit. Na obrazovce by se po zapnutí měly objevit dvě charakteristiky, jejichž velikost se dá měnit přepínačem Př₄ v poměru 1 : 10. Přepínač Př₄ přepneme do takové polohy, aby obě charakteristiky byly na stínátku obrazovky celé. Charakteristiky lze zvětšit v poměru 1 : 2 nebo 1 : 5 přepnutím přepínače Př₁ do polohy 50 nebo 20 mV.

Tento přípravek byl konstruován především pro snadné párování tranzistorů. Chceme-li párovat tranzistory stejné polarity, vystačíme s jedním přípravkem podle obr. 47, pouze zdrojovíme odpory R₁₅ až R₁₇ a R₁₉ až R₂₁, které připojíme odpovídajícím způsobem

na báze a emitory obou tranzistorů. Kolektory obou tranzistorů pak napájíme ze stejného bodu. Druhá varianta zobrazovací jednotky má dva nezávislé vstupy, takže můžeme napětí snímané z obou tranzistorů zobrazovat současně. Potřebujeme k tomu však dva vstupní zesilovače. Na stínátku televizní obrazovky pak můžeme sledovat obě krivky současně a můžeme tedy dokonale párovat tranzistory podle celé charakteristiky.

Pokud bychom chtěli párovat komplementární tranzistory, s jedním přípravkem podle obr. 47, již nevystačíme, neboť pro snímací napětí i pro parametrický proud báze potřebujeme současně napětí obou polarit, jak kladné, tak záporné. Přípravek podle obr. 47 je však navrhován přísně symetricky pro obě polarity napětí, takže použitím dvou naprostě stejných přípravků můžeme párovat i komplementární tranzistory tak, že překrýváme jejich charakteristiky. Přesnost tohoto párování je daná pouze symetrií a shodnosti obou přípravků, které závisí na nastavení odporů. Proto byl v předchozích odstavcích kladen takový důraz na shodnost příslušných dvojic odporů, neboť vzhledem k účelům, k nimž je přípravek navrhován, nevidí určitá nepřesnost v absolutní hodnotě zesílení – důležitá je však symetrie zapojení. Dodržet shodnost označených dvojic odporů je tedy důležitější, než dodržet jejich přesné velikosti.

Rozmítané generátory

V předešlé kapitole jsme se zabývali snímáním především voltampérových charakteristik. Reklí jsme si však, že obecně lze osciloskopem snímat i jiné druhy charakteristik, např. charakteristiky kmitočtové. K tomu, abychom mohli osciloskopem snímat kmitočtové charakteristiky, musíme, jak jsme si řekli v úvodu k této kapitole, převést napětí na žádanou veličinu, v tomto případě kmitočet. Zařízení určené k tomuto převodu nazýváme rozmítaný generátor (rozmítáč). Je-li tedy realizován převod napěti na kmitočet, musíme převést na napětí i informaci o přenosu obvodu. Jako přenos obvodu se dá dobře použít přenos napěti, nebo také napěťové zesílení. Je-li na vstupu měřeného obvodu konstantní napětí, stačí sledovat průběh výstupního napěti v závislosti na kmitočtu výstupního napěti. Vidíme tedy, že pro druhou veličinu již žádný převod nepotřebujeme; pouze tehdy, má-li zobrazovací zařízení nízký mezní kmitočet, výstupní signál obvykle usměrňujeme, čímž získáme snadno zobrazitelnou informaci o amplitudě výstupního signálu.

U převodu napěti na kmitočet nás bude tedy zajímat linearita převodu a případně velikost změny kmitočtu při změně řídícího napěti.

Použití snímače kmitočtových charakteristik (ve spojení s osciloskopem) má oproti proměřování kmitočtové charakteristiky bod po bodu hlavní výhodu v tom, že na obrazovce jsou okamžitě vidět výsledky všech zásahů, které na zařízení dělame. Hodí se tedy velmi dobré ke sládování vícestupňových zesilovačů s pásmovými propustmi a filtry, v nichž by proměrování bod po bodu (kmitočet po kmitočtu) dobu nastavování neúměrně prodloužilo.

Jedinou zásadní nevýhodou této metody je, že křivka naměřená rozmítacem, je oproti křivce změřené bod po bodu poněkud zkreslena. Toto zkreslení závisí na rychlosti rozmítání kmitočtu a na časové konstantě měřeného obvodu. Zkreslení se zmenšuje se zmenšující se rychlostí rozmítání, je teoreticky nulové při nekonečně pomalém rozmítání, kterému se blížíme při měření bod po bodu – přenos je měřen v ustáleném stavu.

Podívejme se, za jakých podmínek je toto zkreslení zanedbatelné. Dojdě k tomu v tom případě, kdy doba, po níž kmitočet „prodlévá“ v propustné části kmitočtového spektra, je dostatečně delší než časová konstanta obvodu (tj. alespoň desetkrát až padesátkrát). Z těchto podmínek vyplývá vztah mezi dobu prodlévání t_p , šířkou pásma B a rychlostí v , jakou se kmitočet mění. Kmitočet, který se mění rovnoměrně s časem, má rychlosť změny:

$$v = \frac{df}{dt}$$

Doba potřebná k proběhnutí šířky pásma B obvodu, na který je přiveden signál s změnou se kmitočtem, je:

$$t_p = \frac{B}{v} \quad (3)$$

Přesný výpočet nakmitávání laděného obvodu při jeho vybuzení signálem s měnícím se kmitočtem se složitý a pro potřebu návrhu rozmitáče se obchází – předpokládá se pouze, že za dobu t_p mnohem delší než τ (τ je časová konstanta laděného obvodu) dochází k úplnému „nakmitání“ obvodu, jinými slovy křivka naměřená tímto postupem nebude prakticky odlišná od křivky snímaného bodu po bodu. Při zvětšování rychlosti změn kmitočtu se zobrazovaný průběh mění takto:

- maximální amplituda křivky se přesouvá ve směru změny kmitočtu,
- další zvětšení rychlosti změn kmitočtu má za následek zploštění náběhové a zvětšení strmosti doběhové hrany průběhu,
- maximální amplituda křivky se zmenšuje,
- zobrazovaná šířka pásma se zvětšuje,
- bude-li t_p menší než τ , zakmitá laděný obvod na vlastním kmitočtu. Příom signál vlastního kmitočtu obvodu a signál s měnícím se kmitočtem vzájemně interferují (průběh, jehož maxima dozívají s časovou konstantou τ),
- zkrátí-li se doba prodlévání tak, že $t_p << \tau$, obvod vůbec „nenakmitne“ a rezonanční křivka se nanejvýše jen naznačí.

Vypočteme-li nyní časovou konstantu u jednoduchého rezonančního obvodu a výjádříme-li ji šířkou pásma B, dostaneme závislost τ na B:

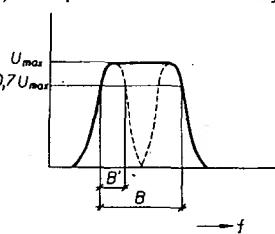
$$\tau = \frac{1}{\Delta \omega} = \frac{1}{2\Delta f\pi} = \frac{1}{\pi B} \approx 0,32 \frac{1}{B} \quad (4)$$

Můžeme tedy vyjádřit přibližně požadavek na dobu prodlévání:

$$t_p >> \tau = \frac{1}{B} \quad \text{nebo}$$

$$t_p = n\tau = \frac{n}{\pi B}$$

Při měření kmitočtových charakteristik obvykle neměříme jednoduché obvody, ale obvody, jejichž křivka selektivity neodpovídá jednoduchému laděnému obvodu – její boky jsou strmější a jejich strmost odpovídá obvodu s mnohem menší šířkou pásma (viz. obr. 51). Pro správné zobrazení křivky, která



Obr. 51. Rezonanční křivka pásmové propusti se strmými boky. Čárkované jsou naznačeny křivky jednoduchých obvodů, které mají stejně strmé boky

má strmost boků stejnou jako uvedená pásmová propust, musíme brát v úvahu dobu τ , pro kterou obvod „nakmitává“.

Budem-li nyní předpokládat, že změna kmitočtu (charakterizovaná rychlostí změny v_t) bude konstantní s časem, můžeme pro celkový zdvih psát vztah obdobný vztahu (3):

$$t = \frac{f}{v_t}$$

kde t je doba jednoho zdvihu a f je celkový kmitočtový zdvih, tj. rozdíl mezi minimálním a maximálním kmitočtem. Vyloučme-li ze vztahu (3) a (5) rychlosť změny v_t , obdržíme vztah:

$$\frac{B}{\tau} = \frac{f}{t} \quad (6)$$

Nahradíme-li nyní v tomto vztahu t , příslušným násobkem τ (n) a dosadíme za t ze vztahu (4), dostaneme:

$$\frac{B^2 \pi}{n} = \frac{f}{t} \quad (7)$$

Z tohoto vztahu je vidět, že má-li se zobrazovat průběh křivky obvodu se šírkou pásma B rozmitáčem, musí být kmitočtový zdvih a doba přeběhu v určitém poměru, aby nebyla zobrazena křivka zkreslená. Rychlosť přeběhu tedy závisí na druhé mocnině šírky pásma a na přesnosti, s jakou chceme mít křivku zobrazenu. V našem případě je doba přeběhu t daná jednoznačně periodou časové základny a je rovna 20 ms. Ze vzorce (6) pro nás tedy vyplývá, že pro danou přesnost bude maximální možný kmitočtový zdvih určen zobrazovanou šírkou pásma. Vyjádříme-li si tuto závislost kvantitativně, dostaneme pro různá n tyto vztahy:

$$\text{pro } n = 10 \text{ je } f_{\max} = 6,28 \times 10^{-3} B^2 \quad (7)$$

$$\text{pro } n = 50 \text{ je } f_{\max} = 1,26 \times 10^{-3} B^2 \quad (8)$$

kde f i B jsou v Hz.

Dalším kritériem pro minimální zobrazovanou šírku pásma je velikost zdvihu, který

nesmí být mnohonásobně větší než šírka pásma zkoumaného obvodu (aby křivka měla na obrazovce určitou šírku). Z tohoto požadavku dostaneme pro maximální zdvih tento vztah:

$$f_{\max} = \frac{100}{k} B, \quad (9)$$

kde k je šírka křivky na obrazovce v %.

Součinitel k volíme jednak podle rozlišovacích schopností osciloskopu, jednak z praktického hlediska. Určitěji maximální kmitočtový zdvih pro $k =$ např. 5 % (křivka bude zaujmít 1/20 stínítka), dostaneme:

$$f_{\max} = 20B.$$

Vidíme, že tato závislost je na rozdíl od předchozí lineární, takže pro malé šírky pásma bude omezuječím činitelem podmínka (7), popř. (8), pro větší šírky pásma podmínka (9). Grafy obou závislostí jsou na obr. 53. Šírka pásma, která dává pro obě kritéria stejný povolený zdvih, je pro $n = 10$ asi 3 kHz (zdvih 60 kHz), pro $n = 50$ je to asi 15 kHz (zdvih 300 kHz).

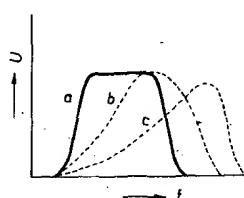
Uvedme si příklad: mějme obvod o šírce pásma 6 kHz (šírka pásma běžného přijímače AM) s jednoduchým laděným obvodem. Jako rozmitáč signal použijeme napětí pilotovitého průběhu s kmitočtem 50 Hz. Z podmínky (8) vyjde maximální kmitočtový zdvih 45 kHz, z podmínky (9) dostáváme maximální kmitočtový zdvih 120 kHz. Vidíme tedy, že podmínka (9) je pro tuto šírku pásma mnohem přisnější.

Vratme se však k propustem se strmhými boky. U těch nestačí, aby obvod pouze „nakmital“, musí být správně zobrazeny i boky křivky. Zvolíme-li dobu prodlévání t , jak jsme to udělali v předchozích úvahách, nakmitá se sice na obvodu plné napětí, ale boky budou zkresleny (viz obr. 52, křivky b a c). Bude zobrazen pouze průběh křivky, odpovídající jednoduchému laděnému obvodu. Pro přesné zobrazení křivky musí být t voleno větší, jako bychom snímali křivku s mnohem menší šírkou pásma – tato zmenšená šírka pásma se rovná šířce pásma jednoduchého obvodu, který má stejně strmé boky.

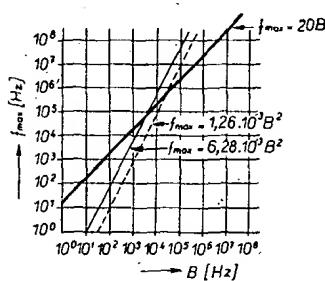
K tomu uvedeme malý příklad: mějme obvod se šírkou pásma 100 Hz. Z podmínky (8) vychází maximální zdvih 63 Hz, tj. méně, než je celá šírka pásma obvodu. A to jsme zvolili méně přísnou podmínku (8). Tento fakt je třeba mít na zřeteli zejména při snímání charakteristik velmi selektivních filtrů; nebo při snímání charakteristik filtrů s velmi strmhými boky (např. krystalových filtrů).

Je tedy vidět, že vzhledem k fixní časové základně našeho „osciloskopu“ jsme „zdola“ omezeni strmostí bok rezonanční křivky sledovaného obvodu.

Ze vzorců a vypočtených příkladů je vidět, že při tomto kmitočtu rozmitání dosahneme uspokojivých výsledků při sledování křivek propustností běžných mezfrekvenčních zesilovačů pro AM a AFM rozhlas.



Obr. 52. Zobrazení rezonanční křivky při různém rychlém rozmitání: a) křivka nezkreslená, b) křivka při době servání, vzhodné k měření jednoduchého obvodu stejné šírky pásma, c) obvod již nestáčí, „nakmitá“



Obr. 53. Graf závislosti maximálního povoleného zdvihu na šířce pásma ověřovaného obvodu. Tučná čára – podmínka 8), plná čára – podmínka 6), prerusovaná čára – podmínka 7)

nich obvodů, jako např. vstupních a mezfrekvenčních obvodů, rozhlasových a televizních přijímačů a k mnoha dalším účelům;

- b) obrazové rozmitáče – pracují od několika desítek kHz do desítek MHz, slouží k nastavování obrazových zesilovačů;
- c) nízkofrekvenční rozmitáče – pracují od několika Hz do několika desítek kHz, slouží ke kontrole a nastavení nízkofrekvenčních zesilovačů.

Tyto tři druhy rozmitáčů se dosti podstatně vzájemně liší a tak se pouze ve výjimečných případech jejich funkce překrývají. Zato v rámci každé z těchto skupin existuje celá řada kvalitativně různých druhů rozmitáčů více či méně univerzálních. Tak se například vyrábějí univerzální vf rozmitáče, které pokrývají kmitočtové pásma od několika set kHz (vstupní obvody přijímačů pro DV) až po kmitočty blížící se 1 GHz, (nastavování vstupních obvodů pro UHF, např. IV. až V. TV pásma); ty pokrývají většinou totto kmitočtové pásma jen v několika málo podrozsazech a je možno je rozmitat po celém podrozsuahu.

Na druhé straně jsou vyráběny přístroje více či méně jednoúčelové: pro sladování přijímačů FM a AM, TV přijímačů (OMF, ZMF) apod. Tyto přístroje obvykle poněkud lépe plní svou funkci při tom či onom konkrétním použití (lepší stabilita, snazší nastavení atp.), jejich hlavní výhodou je však jednoduchost, a tím i nízká pořizovací cena. Takové rozmitáče se hodí velmi dobrě i pro amatérskou stavbu, neboť jednoúčelové rozmitáče jsou konstrukčně nenáročné a i při poměrně jednoduchém zapojení a tím i malém počtu součástek dobré slouží určenému účelu. Univerzální rozmitáč, pracující až do pásma UHF, je konstrukčně i materiálově velmi náročný nejen po elektrické, ale i po mechanické stránce a je amatérsky realizovatelný velmi obtížně, až nerealizovatelný.

Rozmitáče jsou realizovány velmi rozmanitě. Ty nejjednodušší bývají řešeny jako doplněk k osciloskopu – obsahují pouze oscilátor rozmitaného signálu. Je u nich obvykle počítáno s tím, že osciloskop má buď vyvedeno napětí pilotovitého průběhu z časové základny, kterým je rozmitán oscilátor, nebo vyvedeno vstup horizontálního zesilovače. V tomto případě se obvykle oscilátor rozmitá napětím o kmitočtu 50 Hz, získaným transformováním sitového napěti, které se současně používá k vychylování paprsku v osciloskopu v horizontálním směru.

Složitější a dražší přístroje bývají řešeny v jednom celku se zobrazovací jednotkou, tedy vlastně s jednoúčelovým osciloskopem. U těchto přístrojů bývá obrazovka větších rozměrů, aby byl obraz čitelnější. Vzhledem k malým požadavkům na šírku pásma zobrazovacího zařízení je konstrukce celkem jednoduchá. Taktto jsou zhotoveny některé televizní rozmitáče a většina univerzálních vysokofrekvenčních rozmitáčů. Popsanému celku se obvykle říká polyskop. Některá zařízení tohoto druhu bývají řešena stavebnicově, tj. jsou složena z rozmitáče a zobrazovací jednotky, které se dají použít buď společně, nebo i odděleně, případně ve spojení s dalšími zařízeními.

Možnosti spolupráce popsaných zobrazovacích jednotek s rozmitáčem

V předchozím textu jsme se zabývali principem a možnostmi měření kmitočtových (amplitudových) charakteristik obvodů se zvláštním přihlédnutím k popisovaným zobrazovacím jednotkám. Nyní se podíváme na to, jak se rozmitáče v praxi konstruují a jaké jsou možnosti jejich použití.

Z hlediska použití se rozmitáče dělí do tří skupin:

- a) vysokofrekvenční rozmitáče – ty mají rozsah od několika set kHz do několika set MHz (někdy i větší). Používají se k nastavování všech užitečných vysokofrekvenč-

Jak již bylo uvedeno při popisu obou zobrazovacích jednotek, představuje právě televizní přijímač velmi výhodnou zobrazovací jednotku, která poskytuje větší obraz, než velká většina profesionálních polyskopů – proto se hodí velmi dobrě i pro demonstrační účely. Navíc televizor je dnes téměř v každé domácnosti, a tak je „osciloskop“ hned po ruce. Navíc kmitočet „časové základny“ 50 Hz je shodný s kmitočtem rozmi-

tání většiny profesionálních rozmitáčů. Jedinou oblastí, v níž televizor nevyhoví jako zobrazovací jednotka, je oblast nízko frekvenčních rozmitáčů, u nichž se používá velmi nízkých kmitočtů rozmitání (nejnižší kmitočty, na nichž by měl rozmitáč pracovat, jsou řádu jednotek Hz). Při této kmitočtech je však doba periody signálu mnohem delší, než doba trvání celého snímku na televizní obrazovce. Navíc i při poměrně pomalém rozmitání je zobrazený signál zkreslen tím, že se mění kmitočet – aby bylo toto zkreslení malé, musí se za dobu jedné periody změnit kmitočet jen velmi málo. Oscilátor se tedy musí rozmitat tak pomalu, aby se signály okolo kmitočtu 10 až 50 Hz mohly považovat za harmonické. Speciální nízko frekvenční rozmitáče používají proto obrazovky s dlouhým dosvitem a kmitočet se mění velmi pomalu.

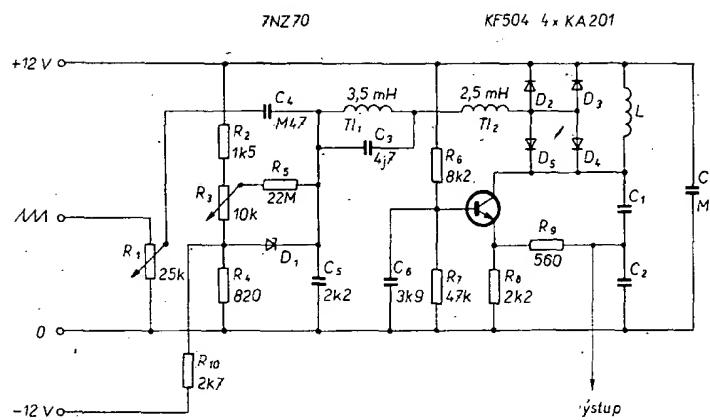
V dalším se budeme zabývat pouze vysokofrekvenčními rozmitáči, neboť obvodová technika obrazových rozmitáčů je podobná a navíc v amatérské praxi nejsou obrazové rozmitáče tak důležité, jako rozmitáče, vhodné k nastavování vysokofrekvenčních obvodů.

Oscilátory LC

Jednou velkou skupinou oscilátorů, používanou ve většině profesionálních rozmitáčů, jsou elektronicky řízené oscilátory LC. Jde většinou o běžná zapojení oscilátorů LC, v nichž se mění některý z prvků, určujících kmitočet oscilátoru – tedy indukčnost nebo kapacita rezonančního obvodu. Způsobů, jak toho dosáhnout, je několik. Mezi nejstarší, avšak v mnohých rozmitáčích dodnes používané metody, patří mechanické, nebo lépe řečeno elektromechanické rozmitání. Při této metodě se používají ladící kondenzátory (nebo cívky), u nichž se mechanicky mění kapacita (nebo indukčnost). Nejobvykleji se používal ladící kondenzátor, jehož rotor byl připevněn k rotoru synchronního motorku, čímž bylo zaručeno periodické rozmitání, synchronní s kmitočtem střídavého napětí, použitého k polohu motorku. Stejným způsobem se dá měnit i indukčnost cívky. Nevhodou této metody je, že pro účely zobrazovací jednotky chybí informace o velikosti kmitočtu, neboť kmitočet není přímo řízen napětím, ale je s ním pouze synchronní. V jiných rozmitáčích se ke změně ladící kapacity používají vibracní kondenzátory. Vibracní kondenzátor je proveden tak, že jedna z jeho elektrod je nahrázena kovovou membránou, jejíž poloha je ovládána kotvou elektromagnetu. V závislosti na proudu cívky elektromagnetu se mění poloha membrány, a tím i kapacita kondenzátoru. Vyhodou této metody je to, že kapacita kondenzátoru je určena okamžitým napětím, přiloženým na cívku elektromagnetu; navíc podle mechanického provedení může tento systém pracovat i na velmi vysokých kmitočtech (až do 1 GHz, viz např. rozmitáč RFT typu WG 4 z NDR).

Pro klasické, čistě elektronické řízení kmitočtu oscilátoru, slouží reaktanční elektronika. I když zapojení s touto elektronikou patří dnes již historii, byl to v čase elektronek prakticky jediný způsob rýze elektronického řízení kmitočtu oscilátoru. Toto zapojení se používalo velmi hojně např. ještě celkem nadávno v televizních přijímačích v generátorech rádkového rozkladu. V zapojení se využívá toho, že elektronka se v určitém zapojení chová jako reaktance (kapacita nebo indukčnost), jejíž velikost se dá řídit mřížkovým předpětím. O tomto způsobu jsem se zmínil pouze proto, že v některých rozmitáčích profesionální výroby je tento způsob použit a je tedy možné, že se s ním některý čtenář v praxi setká.

Ostatní způsoby rozmitání jsou již novějšího data a jejich rozšíření umožnila zejména moderní součástková základna.



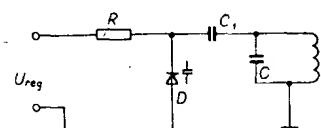
Obr. 56. Zapojení rozmitáče, rozmitaného varikapem

Nejčastěji používaným prvkem pro rozláďování obvodu, zejména v amatérských konstrukcích, je přechod p-n, položený v závěrném směru. Jak známo, je-li dioda (přechod p-n) položena v závěrném směru, závisí její kapacita na přiloženém napětí díky tomu, že se mění tloušťka hradlové vrstvy. Závislost kapacity na napětí je dána přibližně vztahem

$$C = \frac{k}{(U_0 + U)} \quad \dots$$

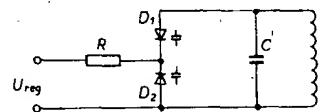
V tomto vzorci je k konstanta úměrnosti, U_0 tzv. kontaktní napětí (pro křemík je 0,55 až 0,8 V). U je přiložené napětí a n je číslo, které je rovno 2 pro slitinový a 3 pro difuzní přechod. Speciální diody, vyráběné k tomuto účelu, jsou vyrobeny tak, aby změna kapacity byla co největší při zachování co největší jakosti Q obvodu. Dnes vyráběné varikapy mají činitel jakosti Q několik set, poměr kapacit 1,5 až 25 a jsou použitelné do kmitočtů několika set MHz.

Připojení varikapu k laděnému obvodu je na obr. 54. Regulační napětí je přivedeno ze



Obr. 54. Připojení varikapu k laděnému obvodu

zdroje na katodu varikapu (je-li kladné) přes odpor R , který odděluje zdroj řídícího napětí od laděného obvodu, jinak by byl obvod zatlumen vnitřním odporem tohoto zdroje. Odpor může být poměrně velký, neboť stejnosměrný odpor varikapu v závěrném směru je velký a nedochází tedy k úbytku napětí na odporu R . Odpor R může být nahrazen tlumivkou. Podle velikosti řídícího napětí mění varikap svou kapacitu, která je přes kondenzátor C_1 (který odděluje stejnosměrně řídící obvod od oscilačního) připojená na laděný obvod. Toto zapojení pracuje v různých obměnách ve všech obvodech, v nichž jsou použity varikapy. Jedinou podmínkou pro použití tohoto zapojení je, že řídící napětí musí být několiknásobně větší, než střídavé napětí na oscilačním obvodu – varikap totíž mění svou kapacitu podle okamžitého napětí a signál může pak mít zkreslení. Pokud by k tomuto jevu mohlo dojít, používá se raději zapojení podle obr. 55, které tento jev



Obr. 55. Připojení varikapu (se zvětšenou odolností proti vzniku křížové modulace)

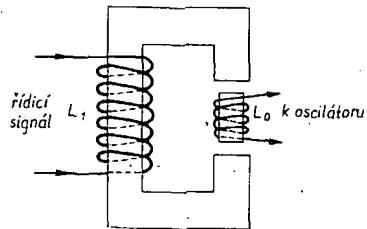
částečně odstraňuje – je však třeba počítat s tím, že kapacita této kombinace je poloviční, než kapacita jednoho varikapu. Tato zapojené varikapy se dnes běžně ve světě vyrábějí zapouzdřené v jednom pouzdře se třemi vývody. Používají se též ve vstupních dílech rozhlasových přijímačů k omezení křížové modulace.

Rozmitáče s varikapou bylo popsáno mnoha na stránkách našich i zahraničních časopisů, neboť jde o jednu z nejsnazších cest ke zhotovení rozmitaného oscilátoru.

Jako příklad bych uvedl zapojení, převzaté z [9], které je uvedeno na obr. 56. Je v něm použito zapojení Seilerova oscilátoru. Toto zapojení se vyznačuje velkou stabilitou ve velkém kmitočtovém rozmezí. Signál oscilátoru je rozmitán čtyřmi varikapami typu KA201. Je použito zapojení, uvedené na obr. 55. Aby byla zachována původní kapacita varikapu, jsou zapojeny vždy dva a dva varikapu paralelně. Cívka L a kondenzátory C_1 a C_2 jsou přepínány podle zvoleného kmitočtu. Tento rozmitáč je určen pro kmitočty 455 kHz (mezikfrekvence přijímačů AM), 6,5 MHz (ZMF přijímačů TV), 10,7 MHz (mf přijímačů FM) a 36 MHz (OMF přijímačů TV). Z tohoto příkladu je vidět, že s použitím varikapů je možno zkonstruovat velmi jednoduchý rozmitáč s poměrně širokým použitím. Podrobnosti k tomuto zapojení najde čtenář v uvedené literatuře.

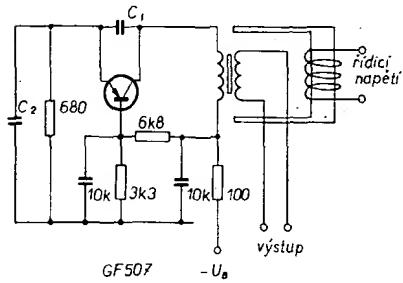
Dalším prvkem laděného obvodu, který lze měnit, je indukčnost. Indukčnost se v rozmitaných oscilátořích mění (pomíne-li možnost, uvedenou na začátku tohoto odstavce) změnou relativní permeability feritového jádra stejnosměrnou předmagnetizací. Podíváme-li se na libovolnou hysterezní křivku některého feromagnetického materiálu, vidíme, že se se zvětšující se intenzitou magnetického pole zvětšuje magnetická indukce v jádře; čím je však intenzita magnetického pole větší, tím se indukce zvětšuje pomaleji, až se jádro nasystí a indukce se dále prakticky nezvětší. Vložíme-li tedy jádro cívky rezonančního obvodu do stejnosměrného magnetického pole, dostaneme se do povlovenější části hysterezní křivky a magnetizace v pole se bude pohybovat v okolí tohoto bodu. Z hlediska tohoto v pole bude relativní permeabilita (která je dáná sklonem křivky) menší a menší bude též indukčnost. Budeme-li tedy měnit stejnosměrnou předmagnetizaci jádra, bude se měnit indukčnost cívky.

Praktické uspořádání takto „rozmitané“ indukčnosti je na obr. 57. Jádro cívky laděného obvodu (L_0) je umístěno v mezeře magnetického obvodu řídící cívky L_1 . Stejnosměrná



Obr. 57. Náčrt praktického uspořádání cívky, jejíž indukčnost lze ovládat změnou stejnosměrné předmagnetizace

předmagnetizace jádra cívky L_1 , tedy závisí na proudu cívky L_1 , jímž tak můžeme měnit indukčnost cívky L_0 . Tuto metodu výrobci rozmitáčů užívají velmi často, neboť její pomocí lze vyrobit rozmitané oscilátory do kmitočtů řádu stovek MHz. Amatérská realizace tohoto způsobu rozmitání narází na mechanické obtíže a na obtíže při výběru vhodného materiálu pro jádro cívky. Příklad zapojení oscilátoru s tímto způsobem rozmitání je na obr. 58. Toto zapojení je převzato



Obr. 58. Zapojení oscilátoru, jehož signál je rozmitán změnou indukčnosti cívky

z [13]. Jde o stejný typ oscilátoru, jaký je na obr. 56, pouze místo rozložování varikapem je použito rozložování změnou indukčnosti.

Velmi zajímavým způsobem byl řešen způsob změny indukčnosti oscilátoru v [11]. V tomto zapojení je řízena efektivní hodnota indukčnosti zpětnou vazbou, která je v oscilátoru zavedena, a jejíž velikost je ovládána vnějšími obvody. Zapojení tohoto rozmitáče je uvedeno na obr. 59. Jako oscilátor pracuje

nota indukčnosti. V zapojení na obr. 59 se velikost zpětné vazby mění řízením zesílení tranzistoru, řídící napětí je tedy přivedeno na bázi tranzistoru T_3 . Výstupní signál z obvodu oscilátoru je veden přes emitorový sledovač T_4 . Střední kmitočet se mění změnou kapacitý kondenzátorů C_1 a C_2 . Autor uvádí, že s uvedenými součástkami pracoval obvod na kmitočtu 400 až 500 kHz, vyzkoušel v něm několik druhů tranzistorů (mezi jinými i BC107 = KC507) a se všemi zapojeními pracoval podle popisu, pouze v některých případech nutno změnit odpor R_s , aby bylo dosaženo co nejlepšího tvaru výstupního napětí.

Probrali jsme několik druhů řízených oscilátorů LC , podívejme se na ně nyní souhrnně. Jak je vidět z předchozího popisu, je možno bez větších obtíží konstruovat oscilátory LC pro celé uvažované kmitočtové pásmo, dokonce existují taková zapojení, která pracují ve velkém kmitočtovém rozmezí pouze změnou ladících prvků. Způsobu, jak jejich signál rozmitat, je celá řada, navíc má jejich výstupní napětí obvykle velmi dobrý průběh, malý obsah vyšších harmonických kmitočtů, tedy z hlediska náročných požadavků na kvalitu signálu je jejich použití celkem opodstatněné.

V úvodu k této problematice jsme si však řekli, že jedním z podstatných kritérií je též linearita závislosti kmitočtu na řídícím napětí. Ovšem už ze vzorce pro rezonanční kmitočet laděného obvodu vyplývá, že rezonanční kmitočet je závisl na převrácené hodnotě odmocniny z kapacity, popř. indukčnosti, tedy závislost je značně odlišná od lineární. Tento fakt značně omezuje použití tohoto způsobu rozmitání zvláště proto, že se k této principiální nonlinearitě přicítá ještě nonlinearita převodu napětí na kapacitu, popř. indukčnost.

K linearizaci rozmitání se používají různé metody, všechny však umožňují nápravu pouze v určitém omezeném rozsahu. Když navíc přihlížneme k faktu, že rezonanční závislost na odmocnинe kapacity, popř. indukčnosti, dojdeme k závěru, že kmitočtový zdvih nemůže být příliš velký. To obvykle nevadí u jednoúčelových rozmitáčů, u univerzálních se snažíme tento nedostatek odstranit. Ve velké většině případů se tento problém řeší tím, že se směšují dva signály vysokých kmitočtů (přibližně stejných), z nichž jeden je rozmitán. Pak i při malých kmitočtových zdvizech signálů původních kmitočtů lze u signálu rozdilového kmitočtu dosáhnout

s rozmitáním o 20 % na 10 MHz dosahuje rozmitání prakticky od nuly až do 2 MHz.

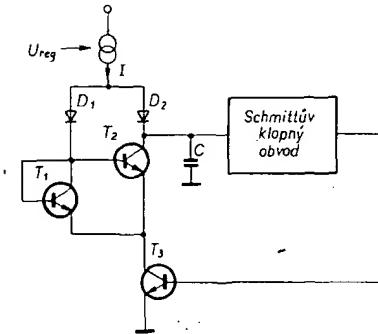
Oscilátory RC

Poměrně snadno se dají řídit napětím i některé druhy oscilátorů RC , především multivibrátory a jiné generátory neharmonických průběhů. K jejich rozvoji došlo zejména v poslední době, kdy se ve velké míře vyrábějí monolitické obvody pro použití v automatické fázové synchronizaci. Jejich hlavní výhoda spočívá ve vyloučení cívky (indukčnosti) jako ladícího prvku. Cívka je totiž prvek, jehož zhodovení je jednak pracné, jednak i hůře reproducovatelné oproti např. kondenzátoru nebo odporu. Navíc při nastavování nějakého obvodu mnohem snázze značně změnit kapacitu kondenzátoru, než indukčnost cívky.

Další podstatnou výhodou oscilátorů RC je, že kmitočet v běžných případech závisí na převrácené hodnotě odporu, či kapacity a ne na jejich odmocnině, jak tomu bylo u oscilátorů LC . To usnadňuje změnu počátečních podmínek oscilátoru změnou těchto prvků.

Pro potřeby monolitických obvodů jsou využity napětím řízené oscilátory RC , pracující až do několika desítek MHz, přičemž pro hrubou změnu kmitočtu stačí přepínat vnitřně zapojené kondenzátory, všechny ostatní části těchto oscilátorů jsou obvykle na čipu monolitického obvodu. Linearita těchto obvodů bývá velmi dobrá.

Příkladem takového oscilátoru je zapojení, uvedené na obr. 60. Oscilátor je použit

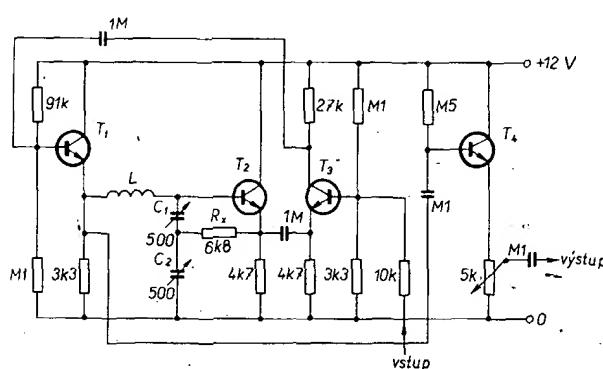


Obr. 60. Napětím řízený oscilátor z obvodu NE565

v integrovaném obvodu typu NE565 firmy Signetics, který obsahuje všechny obvody pro automatickou fázovou synchronizaci a je schopen pracovat na 30 MHz. Kondenzátor C je nabijen proudem ze zdroje proudu, řízeného napětím U_{reg} . Je-li T_3 uzavřen, nabije se kondenzátor proudem I . Po dosažení rozhodovací úrovni Schmittova klopného obvodu se tento obvod překlopí a otevře se T_3 . Proud I nyní teče přes T_1 , T_3 a D_1 . Jsou-li tranzistory T_1 a T_2 shodné, vzniká na nich celá shodný úbytek napětí, takže kondenzátor se vybije proudem I přes T_2 až do doby, kdy se Schmittův klopny obvod překlopí do původního stavu a tranzistor T_3 se uzavře. Tomuto využití shodných vlastností dvou tranzistorů se říká „current mirror“ (proudové zrcadlo). S tímto zapojením se dosahuje linearity řádu 10^{-3} , neboť jeho kmitočet závisí pouze na proudu a konstantách obvodu

$$f = \frac{I}{2CAU},$$

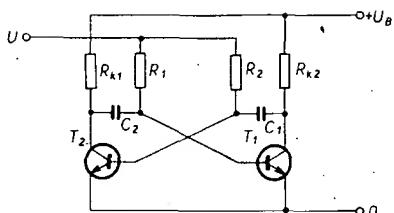
kde ΔU je rozdíl mezi rozhodovacími úrovni Schmittova klopného obvodu (hystereze). Vidíme navíc, že v tomto případě lze kmitočet řídit přímo napětím a nikoli, jak tomu bylo u oscilátoru LC , změnou hodnoty některého prvku laděného obvodu. Tento znak je spočívá pro většinu napěťově řízených multivibrátorů; pouze v některých apli-



Obr. 59. Oscilátor, jehož signál je rozmitán signálem zpětné vazby

tranzistor T_2 . Výstupní signál z oscilátoru se vede z emitoru T_2 na emitor T_3 , z jehož kolektoru pokračuje na tranzistor T_1 , který pracuje jako emitorový sledovač, na jehož emitor je připojen „studený“ konec cívky (v uvozovkách proto, že v tomto zapojení je na něm vf napěti). Touto zpětnou vazbou, lépe řečeno její velikostí, se mění efektivní hod-

notu zdvihu. Nevhodou tohoto způsobu konstrukce je menší stabilita kmitočtu výsledného signálu, neboť se zachovává absolutní stabilita, která je však na rozdílovém kmitočtu relativně velká. Použití tohoto způsobu tedy předpokládá použití velmi stabilních oscilátorů signálů původních kmitočtů. Proto byl např. v [10] použit kromě rozmitaného oscilátoru oscilátor řízený krystalem, v rozmitaci se směšuje signál rozmitaného oscilátoru o kmitočtu 10 až 12 MHz se signálem krystalového oscilátoru 10 MHz. Tak se



Obr. 61. Základní zapojení multivibrátoru, řízeného napětím

kacích se využívá změny odporu kanálu podle řízeného tranzistoru.

Podívejme se z tohoto hlediska na zapojení běžného astabilního multivibrátoru, jehož schéma je na obr. 61. Pro jednoduchost předpokládejme, že zapojení je symetrické, tj. $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$ a $R_{k1} = R_{k2}$. Připomeňme si stručně činnost multivibrátoru. V okamžiku překlopení (tedy např. při separaci T_2) je C_1 nabit na napětí U_B (tranzistor T_2 nevedl, na jeho kolektoru bylo napětí U_B , napětí báze-emitor zanedbáváme) a báze T_1 tedy dostane předpětí $-U_B$ a tranzistor T_1 se uzavře. Kondenzátor C_2 se ovšem začne vybíjet (exponenciálně), přičemž se nabijí na napětí U . Nabíjí se tedy podle vztahu:

$$U_b = U - (U_B + U) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

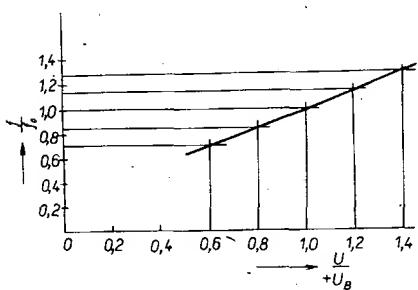
kde $\tau = R_2 C_2$, U_B je napájecí napětí. Nabíjení však trvá jen do okamžiku, v němž napětí-báze U_{b1} bude větší než nula (zanedbáme-li opět U_{BE}) a otevře se tranzistor T_1 a zavře T_2 . Pak se tentýž jev opakuje. Vypočteme-li z předchozího stavu dobu trvání jednoho pracovního cyklu, dostaneme:

$$t = \tau \ln \frac{U_B + U}{U} = \tau \ln \left(1 + \frac{U_B}{U} \right)$$

Je-li multivibrátor symetrický, bude celková perioda dvojnásobná a kmitočet pak bude převrácenou hodnotou této periody:

$$f = \frac{1}{2 \tau \ln \left(1 + \frac{U_B}{U} \right)}$$

Jak vidíme, kmitočet závisí na napětí U , ale závislost není bohužel lineární (její průběh je na obr. 62). Z obr. 62 vidíme, že



Obr. 62. Graf teoretické závislosti kmitočtu na řídicím napětí pro multivibrátor z obr. 61

odchylka od linearity však není velká a tak pro malé rozladění můžeme považovat rozladění za lineární. Odhadneme-li opět odchylku od linearity kvadratického člena v rozvoji posledně uvedeného vztahu, dostaneme, že pro změnu napětí U o $\pm 10\%$ od U_B tj. od napájecího napětí dostaneme rozladění

Tab. 1. Závislost kmitočtu na napětí pro zapojení podle obr. 61

$U [V]$	5	4,9	4,8	4,7	4,6	4,5	4,4	4,3	4,2	4,1	4,0	3,5	3,0	2,5	2,0
$f [kHz]$	1116	1094	1072	1050	1029	1007	985	963	943	922	905	807	709	619	546

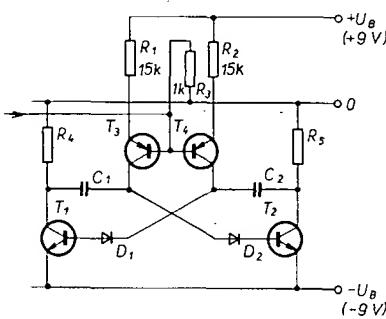
$\pm 7\%$ a odchylka od linearity nepřesáhne 1 %. Z toho vidíme, že pro malé rozladění dává i toto jednoduché zapojení poměrně slušné výsledky. Tyto závěry potvrzuje měření na multivibrátoru, zkonstruovaném v zapojení podle obr. 61, v němž byly jako T_1 a T_2 použity tranzistory p-n-p typu KSY81, $R_1 = R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 220 \text{ pF}$ a $R_{k1} = R_{k2} = 220 \Omega$, $U_B = 5 \text{ V}$. S uvedenými součástkami kmital tento oscilátor na kmitočtu asi 1 MHz a pro napětí U blízké napájecímu byla závislost kmitočtu na napětí téměř lineární (naměřené výsledky jsou v tab. 1). Vynesejme-li naměřené údaje do grafu, zjistíme odchylku od linearity, až když se body snažíme proložit přímkou podle pravítka. Pouhým okem jsou nonlinearita jen velmi těžko patrné.

Uvedené zapojení má velmi dobrou linearity, má však nevýhodu v tom, že ho nelze použít na příliš vysokých kmitočtech. Návrh podobného multivibrátoru pro kmitočet 1 MHz předpokládá použít již tak malé odpory, že v některých parametrech pracují tranzistory blízko mezi povolených výrobcem. Různými úpravami tohoto zapojení a při speciálních součástkách by bylo snad možné zkonstruovat podobný multivibrátor pro kmitočty vyšší než 10 MHz – konstrukce takového oscilátoru by však narazela na radu obtíží. Domnívám se, že u těchto typů multivibrátorů lze signály o kmitočtech v mezech 5 až 10 MHz považovat v běžné praxi za mezní.

Ke konstrukci napěťově řízených oscilátorů v tomto kmitočtovém rozmezí je možno použít též hradla TTL. Příklad takového multivibrátoru je na obr. 64. Zapojení bylo uveřejněno v [17], kde jsou též uvedeny podrobnosti o funkci. Multivibrátor je řízen napětím v bodu A (v rozmezí napětí 0,8 až 1,8 V se mění kmitočet asi v poměru 1:3). S uvedenými součástkami a kondenzátorem $C = 200 \text{ pF}$ pracuje toto zapojení asi do kmitočtu 6 MHz.

Návěr této části bych se zmínil o emitorově vázaném multivibrátoru, který byl použit jako VCO- detektoru FM s AFS, popsaném v [18]. Toto zapojení má kromě toho, že pracuje bez potíží na kmitočtu 10 MHz i vyšším, ještě tu výhodu, že je kmitočet určen pouze jedním kondenzátorem, jehož změnou ho lze měnit v širokém rozmezí.

Schéma tohoto multivibrátoru je na obr. 65. Jako klopový obvod pracují tranzistory T_1 a T_2 , které střídavě vedou a nevedou. Změnu stavu tranzistorů ovládají změny napětí na jejich émitorech a vazba mezi nimi, která je

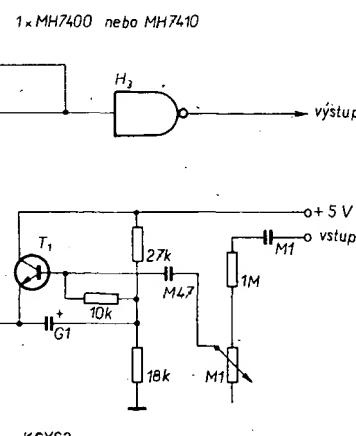


Obr. 63. Řízený multivibrátor se zlepšenou linearitou

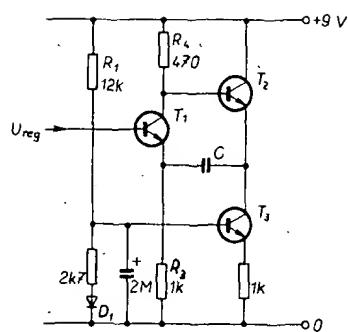
Zdokonalená verze tohoto zapojení je na obr. 63. Místo odporů R_1 a R_2 jsou zapojeny tranzistory T_3 a T_4 . Tyto dva tranzistory pracují jako stabilizátory proudu, takže vybíjení kondenzátorů neprobíhá exponenciálně, ale lineárně a doba vybíjení je tedy nepřímo úměrná vybíjecímu proudu; kmitočet je tedy přímo úměrný proudu. Proud v tomto zapojení je ovšem lineární funkcí napětí, přiloženého na báze tranzistorů a kmitočet bude tedy lineární funkcí napětí. Za předpokladu, že je zapojení symetrické, je dán kmitočet (přibližně) vztahem:

$$f = \frac{1}{C_1 R_1} \left(1 - \frac{U_R}{U_B} \right)$$

Vztah je pouze přibližný, neboť jsou v něm zanedbána napětí báze-emitor všech tranzistorů. Tato napětí však nemají vliv na linearity

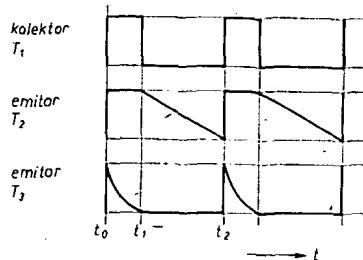


Obr. 64. Řízený multivibrátor s hradly TTL



Obr. 65. Řízený, emitorově vázáný multivibrátor

zprostředkována kondenzátorem C . Časové konstanty jsou určeny vybijením kondenzátoru přes odpor R_3 , popř. přes tranzistor T_3 , který pracuje jako zdroj proudu. Průběhy napětí v jednotlivých bodech zapojení jsou na obr. 66. Vyjdeme-li ze stavu, kdy je T_2



Obr. 66. Průběh napětí v jednotlivých bodech zapojení z obr. 65

otevřen a T_1 zavřen, nabijí se kondenzátor C přes R_3 , až do doby, kdy se napětí na emitoru T_1 zmenší pod napětí báze-tranzistor T_1 se začne otevírat. Tím se začne zmenšovat napětí na jeho kolektoru, T_2 se začne přivírat a napětí na jeho emitoru se začne zmenšovat. Tento pokles se přes C přenese na emitor T_1 a napomůže jeho otevření a celý pochod se lanovitě ukončí (okamžik t_1). Nyní je tedy T_1 otevřen a T_2 uzavřen a kondenzátor C se nabijí přes T_3 , T_1 a R_4 až do okamžiku, kdy se napětí na jeho emitoru zmenší pod napětí báze a T_2 se začne otevírat a napětí na jeho emitoru se začne zvětšovat. Změna napětí na emitoru se pak přes kondenzátor C přenese na emitor T_1 , který se začne přivírat a napětí na jeho kolektoru se začne zvětšovat, což napomáhá otevíráni tranzistoru T_2 . Tím se tento pochod stane lanovitým, prudce se dokončí a tranzistor T_1 je uzavřen a tranzistor T_2 otevřen (okamžik t_2), což je výchozí stav. Potom se děj opakuje. Kmitočet tohoto oscilátoru se dá řídit jednak změnou napětí na bázi tranzistoru T_1 , jednak změnou proudu protékajícího tranzistorem T_3 , tj. změnou napětí na bázi T_3 . Obě možnosti jsem prověřil. Pokud jde o linearitu, je v obou případech zhruha stejná, lepší než asi 3 % při změně kmitočtu o 20 %. K tomuto rozladění je třeba změnit napětí na bázi T_1 asi o 1 V (ze 3 na 4 V), na bázi T_3 asi o 0,2 V. Proto je výhodnější (pro použití v rozmitači) použít řídící napětí tak, jak je naznačeno na obr. 65, tj. řídit kmitočet napětím na bázi T_1 .

Z uvedených několika příkladů zapojení oscilátorů RC můžeme usuzovat na výhody a nevýhody téhoto druhu oscilátorů. První výhoda spočívá v tom, že jejich kmitočet je řízen buď přímo napětím nebo proudem,

z čehož vyplývá mnohem lepší linearity převodu napěti na kmitočet. Linearity i nej-jednodušší zapojení vyhoví plně pro rozmitání v malém kmitočtovém rozsahu. Další výhodou je skutečnost, že změny kmitočtu se dá dosáhnout pouze výměnou odporu a kondenzátoru, tedy mnohem jednodušeji, než je tomu u oscilátoru LC . Navíc závislost kmitočtu na prvcích, které ho určují, je lineární a nikoli „odmocninová“, takže se kapacita kondenzátoru nemusí měnit v příliš velkém rozsahu. Nevýhodou téhoto oscilátoru však je jejich omezená použitelnost směrem k vyšším kmitočtům, při kmitočtech nad 10 MHz je již musí používat speciální zapojení a součástky, mezi jejich použitelností leží v oboru několika málo desítek MHz. Další nevýhodou je neharmonický tvar výstupního signálu (sinusové oscilátory RC se na kmitočtech, které nás zajímají, nepoužívají). Tento fakt na první pohled velmi omezuje použití téhoto oscilátoru, avšak nezapomínejme, že v uvažovaném rozsahu kmitočtu můžeme konstruovat pouze jednoúčelové rozmitače určené většinou k nastavování selektivních zesilovačů. Obvody selektivních zesilovačů potlačují však vysí harmonické velmi účinně – jejich obsah ve vstupním signálu je tudíž na výstupu již zanedbatelný. Pro zkoumání obvodu téhoto zesilovače tedy na tvaru signálu příliš nezáleží. Navíc se dá využít obsahu vysí harmonických k tomu, že oscilátor může pracovat na nižším kmitočtu a pro zkoumání můžeme využít některé harmonické. Při tomto použití však musíme mít na paměti, že základní harmonická oscilátoru má mnohem větší amplitudu, než je amplituda žádané harmonické a^a je tedy nutno zjistit, zda amplituda základního signálu nezahlučí vstup sledovaného zesilovače. Vidíme tedy, že neharmonický průběh výstupního napěti příliš nevadí. Ize ho dokonce prospěšně využit.

Pokud bychom chtěli, aby na výstupu generátoru RC bylo harmonické napětí, museli bychom na jeho výstup zařadit pásmovou propust, která by všechny signály nežádoucích kmitočtů potlačila. Takový generátor by ovšem musel obsahovat i obvod pro stabilizaci amplitudy, neboť i kvalitní pásmové propusti mají v propustném pásmu určité zvlنění. Tím se však celý generátor komplikuje a je otázka, zda je takové opatření rentabilní.

Pomocné obvody

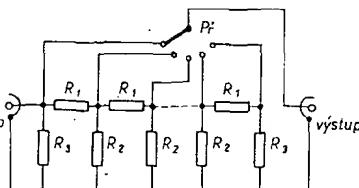
Na závěr všeobecného popisu rozmitaných generátorů bych se rád stručně zmínil o některých pomocných obvodech. Jedním ze základních pomocných obvodů je generátor kmitočtových značek. Slouží ke kalibrování „osy“ kmitočtu zaváděním signálu známého kmitočtu do zobrazovaného signálu. Měřicí signál se značkuje tak, že se výstupní signál z rozmitače přivádí na směšovač, kde je směšován se signálem, známého kmitočtu. Výstupní signál ze směšovače je pak veden přes dolní propust, která přenese signál pouze v tom případě, že jsou oba smíšené signály shodné nebo velmi blízké. Signál z této dolní propusti se v tom případě přenese na stínítko buď prostřednictvím jasu stopy nebo se přiře k měřenému signálu, takže na zobrazované křivce je vidět zákrut. Generátory značek nevyžádají obvykle řešení jako generátory jediného kmitočtu, ale většinou jako generátory kmitočtového spektra s přesnými odstupy. U jednoúčelových přístrojů, u nichž je obvykle použit konstantní zdvih (někdy i konstantní střední kmitočet) není nutno značkovat použit, neboť osu lze kalibrovat jednou provozem.

Dalšími velmi důležitými doplňkem každého rozmitače je dělič výstupního napěti. Výstupní signál z rozmitače musíme vždy totiž zmenšit (utlumit) natolik, aby mohl být měřený obvodem zpracován bez zkreslení.

Navíc je výhodné, aby byl jeho útlum definován, neboť pak můžeme přesněji odhadnout útlum měřeného obvodu na nežádoucích kmitočtech. Nejjednodušším zapojením, splňujícím tento požadavek, je prostý kapacitní nebo napěťový dělič. Jeho výhodou je snadný návrh a jednoduchost zapojení, mezi nevýhody patří předeším kmitočtová závislost útlumu a proměnný výstupní odpor.

Mnohem dokonalejšími zapojeními dělíce výstupního napěti jsou útlumové články typu T nebo Π. Mají tu výhodu, že mají definovaný výstupní odpor, který se nemění se stupněm útlumu. Navíc jsou teoretičky kmitočtově nezávislé (v praxi záleží na provedení článku a na použitých součástkách). Pečlivým stíněním jednotlivých sekcí článku a použitím bezindukčních odporů se dá dosáhnout značných útlumů, které se nemění ve velkém kmitočtovém rozmezí).

Zapojení vhodného útlumového článku uvedeného typu je na obr. 67. Jednotlivé



Obr. 67. Zapojení útlumového článku s konstantním zatěžovacím odporem

odpory lze vypočítat z následujících vzorců:

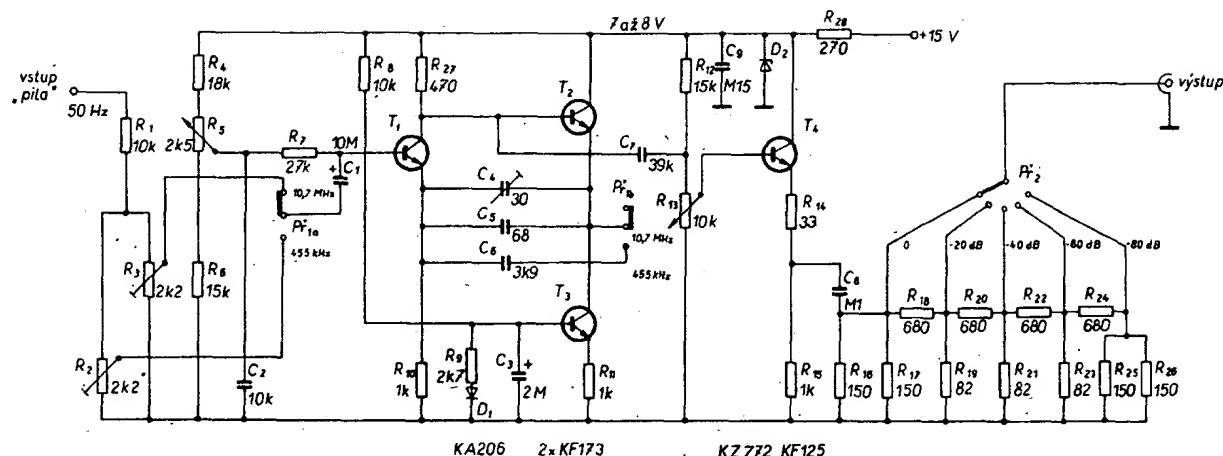
$$R_1 = \left(k - \frac{1}{k} \right) R_z, \quad R_2 = \left(\frac{k+1}{k-1} \right) R_z, \\ R_3 = \left(\frac{k+1}{k} \right) R_z;$$

kde k znamená dělicí poměr a R_z zatěžovací odpor. Tak například pro zatěžovací impedanci 70Ω a útlum 20 dB ($k = 10$) výjdou odpory: $R_1 = 693 \Omega$, $R_2 = 85,5 \Omega$ a $R_3 = 77 \Omega$. Tyto odpory jsou velmi blízké odporům z řady E24 a lze je nahradit i odpory z řady E12: $R_1 = 680 \Omega$, $R_2 = 82 \Omega$ a $R_3 = 75 \Omega$ (dva odpory 150 Ω paralelně). Takový dělič zajistí přesně definované výstupní napětí, použijeme-li konstantní zátěž.

Návrh a konstrukce jednoduchého rozmitače pro použití s uvedenou zobrazovací jednotkou

V úvodu této kapitoly jsme odvodili, že obě popsané zobrazovací jednotky jsou vhodné jako zobrazovací zařízení pro prakticky všechny druhy rozmitačů, s výjimkou nízkofrekvenčních. V principu by tedy bylo možno jako doplněk k nim zkonstruovat poměrně univerzální rozmitač. Cílem dosavadního popisu bylo však v hlavní míře upozornit na tuto možnost využití televizního přijímače a ukázat několik možných aplikací. Konstrukce kvalitního rozmitače je náročná a představuje zcela samostatný problém.

Proto byl jako jednoduchý doplněk pro popisované zobrazovací jednotky navržen pouze rozmitač, umožňující nastavovat mezipřekvětní zesilovače pro rozhlas AM a FM, tj. pro kmitočty 455 a 10,7 MHz. Konstrukce takového rozmitače neklade velké nároky na vybavení a na součástky, přitom pro amatérskou praxi je to doplněk velmi užitečný, neboť zvláště mezipřekvětní zesilovač pro rozhlas FM, pracující na 10,7 MHz, se bez kvalitního generátoru FM nebo rozmitače nastavuje velmi obtížně. Navíc je s roz-



Obr. 68. Celkové schéma popisovaného rozmitáče

mítacem nastavení pohodlnější a rychlejší, než s generátorem.

Vzhledem k tomu, co jsme si uvedli při rozboru typů oscilátorů pro rozmitané generátory a vzhledem k maximálnímu pracovnímu kmitočtu 10 MHz, byl jako základní díl doplněk zvolen multivibrátor, jehož schéma bylo na obr. 65. Má tuto výhodu, že pracuje spolehlivě i na kmitočtu 10,7 MHz a není tedy nutné využívat vyšších harmonických, jak tomu bylo v návodu uveřejněném na stránkách AR [16]. O nebezpečí, které tato koncepce skrývá, jsem již hovořil. Navíc je kmitočet určen pouze jedním kondenzátorem (samozřejmě kromě dalších součástek) a přepínání kmitočtu bude tedy velmi jednoduché a je možno využít téhož multivibrátoru pro oba kmitočty (s nutností přepínat pouze jeden kondenzátor). Navíc tato koncepce umožňuje snadno doplnit tento generátor o další rozsahy kmitočtu, použijeme-li kondenzátory jiných kapacit.

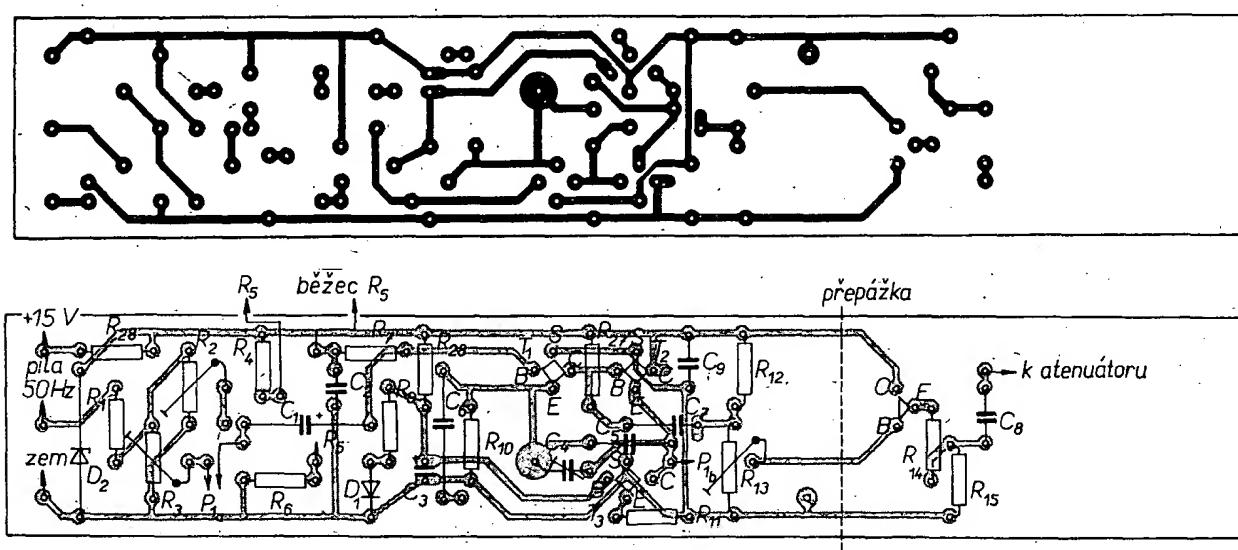
Zapojení celého rozmitáče je na obr. 68. Tranzistory T₁, T₂ a T₃ tvoří emitorově vázaný multivibrátor, jehož činnost byla již popsána. Stejnosměrná složka řídího napětí je na jeho vstup přiváděna přes odpor R₇, který je připojen na běžec potenciometru R₅. Polohou běžce potenciometru je určeno stejnosměrné napětí na bázi tranzistoru T₁, z hlediska rozmitaného oscilátoru je jím určen střední kmitočet výstupního napětí. Na bázi tranzistoru T₁ se současně přivádí i napě-

tí pilovitého průběhu, a to přes kondenzátor C₁. Toto napětí rozmitá signal okolo kmitočtu, určeného nastavením R₅. Kondenzátor C₁ odděluje stejnosměrnou složku řídího napětí od střidavé, tj. od napětí pilovitého průběhu. Amplituda napětí pilovitého průběhu je změněna dělícím, aby byl omezen kmitočtový zdvih. Přesná velikost amplitudy napětí pilovitého průběhu pro řízení kmitočtu se nastavuje odpory R₈ a R₉ pro signál každého pracovního kmitočtu zvlášť. Odporom R₂ tedy nastavujeme kmitočtový zdvih na kmitočtu 455 kHz, odporem R₃ na kmitočtu 10,7 MHz. Vstupní signál z multivibrátoru se odebírá z kolektoru T₁, kde je k dispozici napětí pravoúhlého průběhu na poměrně malé impedanci. Signál je veden přes kondenzátor C₂ na vstup emitorového sledovače, osazeného tranzistorem T₄. Toto napětí je navíc regulováno potenciometrem R₁₃. Regulace napětí ještě před vstupem emitorového sledovače umožňuje jemně regulovat výstupní napětí, aniž by se měnil výstupní odpor. Potenciometr až za výstupem sledovače by měnil výstupní impedanci a navíc by zeslabení výstupního napětí mělo nevhodný průběh. Z výstupu emitorového sledovače je signál veden na čtyřstupňový attenuátor s útlumem jednoho stupně 20 dB. To umožňuje dosáhnout celkového útlumu článku 80 dB, což ve spojení s jemnou regulací potenciometrem R₁₃ dovolí zmenšit výstupní napětí tak, že by měla být pro

všechny mezinfrekvenční zesilovače splněna podmínka, že vstupní napětí má být takové, aby zesilovačem bylo přeneseno bez zkreslení.

Přepínačem P₁ se přepíná kmitočet oscilátoru. Jednou sekci se připíná paralelně ke kondenzátorům C₄ a C₅ kondenzátor C₆, který upraví kmitočet na 455 kHz, druhou sekci se přepíná kmitočtový zdvih, aby ho bylo možno nastavit na optimum na každém kmitočtu. Přepínačem P₂ se přepíná výstupní napětí hrubě. Podle polohy přepínače P₂ je zařazen příslušný počet článků útlumového řetězce, čímž se dá útlum měnit po skocích 20 dB (tj. 1 : 10).

Celý rozmitáč je umístěn na desce s plošnými spoji, jejíž obrazec je na obr. 69. Přimo na desce s plošnými spoji jsou umístěny všechny součástky kromě přepínače P₁ a potenciometru R₁₃, které jsou na přepážce, umístěné přibližně uprostřed desky s plošnými spoji, potenciometru R₅ a přepínače P₂ spolu s odpory R₁₆ až R₂₆, které jsou umístěny na panelu. Potenciometr R₅ může být umístěn na panelu, protože ovládá pouze stejnosměrné napětí. Odpor R₁₆ až R₂₆ jsou umístěny přímo na přepínači P₂, aby bylo možno zkrátit jejich přívody na minimum. Tak je celý attenuátor kompaktní a funguje na pracovních kmitočtech s dostatečnou přesností. Přepážka, umístěná na desce s plošnými spoji, slouží kromě toho, že nese R₁₃ a P₂ ještě k tomu, že „odstíněuje“ výstupní obvody



Obr. 69. Deska s plošnými spoji rozmitáče (M230)

rozmítáče od vlastního multivibrátoru, čímž se zabraňuje pronikání výstupu na výstup přímo z multivibrátoru při velkých útlumech výstupního děliče.

Uvedení do chodu

Uvedení do chodu celého rozmítáče je velmi jednoduché. Nejprve zkonzolujeme, kmitá-li oscilátor. Nekmitá-li, zkonzolujeme, zda není chyba v zapojení a je-li napětí na bázi tranzistoru T_1 v rozmezí zhruba 3 až 4 V. Pak přepneme multivibrátor do polohy 455 kHz a zkonzolujeme, zda můžeme potenciometrem R_5 nastavit výstupní signál v rozmezí přibližně 450 až 470 kHz, což je rozumné, v němž pracuje většina mezinárodních zesilovačů. Pokud tomu tak není, snažíme se změnou kapacity kondenzátoru C_6 (případně též odporu R_4 a R_6) nastavit kmitočet tak, aby ho bylo možno nastavit potenciometrem R_5 na 450 až 470 kHz při napětí báze tranzistoru T_1 v rozmezí 3 až 4 V. Za těchto pracovních podmínek totiž multivibrátor spolehlivě kmitá a změna kmitočtu v závislosti na napětí je lineární. Je-li nastaven multivibrátor na kmitočet 455 kHz, přikročíme k jeho nastavení na kmitočtu 10,7 MHz. Tam nastavujeme střední kmitočet kondenzátorem C_4 . Pokud by nebylo možno nastavit kmitočet tímto trimarem, změníme kapacitu kondenzátoru C_5 podle toho, na jakém kmitočtu multivibrátor skutečně kmitá.

Jsou-li nastaveny střední kmitočty, zbyvá nastavit kmitočtový zdvih. Pro AM je nevhodnější zdvih asi 30 kHz, pro FM asi 1 MHz. Zdvih nejlépe nastavíme tak, že změříme, jaký rozdíl napětí je třeba pro změnu kmitočtu, která se rovná kmitočtovému zdvihu a toto napětí pak nastavíme na běžci potenciometru R_2 , popř. R_3 , jako špičkovou velikost napětí pilotovitého průběhu. Ve vzorku rozmítáče, popsaného v tomto článku, bylo např. potřebné napětí na kmitočtu 10,7 MHz asi 0,5 V.

Na závěr tohoto popisu ještě upozornění: multivibrátor je třeba poměrně dobře stínit, v závislosti kmitočtu na přiblížení ruky si v nicem nezadá s oscilátořem LC. Ze stejného důvodu je třeba, aby přívody k přepínači P_1 i k potenciometru R_{13} byly co nejkratší. I to je jeden z důvodů instalace přepážky na desce s plošnými spoji. Při používání tohoto rozmítáče je třeba mít na paměti, že jeho výstupní signál má přibližně pravoúhlý průběh, který obsahuje značné množství harmonických kmitočtů. Proto např. nastavujeme-li mezinárodní frekvenciální zesilovač v jíž hotovém přijímaci, nezapomeneme vyfádat z činnosti oscilátoru přijímače, aby některá z harmonických, která spadá do pásmu přijímaných kmitočtů, nezkreslila měření.

Seznam literatury

- [9] Tauš, W.: Osciloskop. SNTL: Praha 1974.
- [10] AR 8/1970.
- [11] Wireless World, květen 1975.
- [12] AR 3/1963.
- [13] Vachala, V.; Křišťan, L.: Oscilátory a generátory. SNTL: Praha 1974.
- [14] Markus, J.: Electronic circuits manual. Mc Graw Hill: New York 1971.
- [15] Markus, J.: Guidebook of electronic circuits. Mc Graw Hill: New York 1974.
- [16] AR 2/1967.
- [17] Sdělovací technika 1/1977.
- [18] AR 5/1974.

Integrované monostabilní klopné obvody a jejich aplikace

V poslední době se zásluhou pracovníků obchodního podniku TESLA z oddělení dovozu součástek dostávají do rukou československých elektroniků polovodičové součástky, dovezené od obchodních partnerů ze zemí RVHP. Jedná se o lineární i číslicové integrované obvody, různé druhy tranzistorů, luminiscenční diody, a displeje a další speciální elektronické součástky. V převážné většině se jedná o prvky, které se v ČSSR nevyrábějí, což významně rozšiřuje možnosti konstruktérů elektronických obvodů a zařízení.

Díky aktivitě pracovníků vzorové prodejny TESLA v Pardubicích se některé z dovozených součástek dostávají i do maloobchodní sítě a tím jsou dostupné i amatérské veřejnosti. Je tedy prospěšné, budeme-li věnovat dováženým součástkám určitou pozornost a trochu místa i na stránkách našeho časopisu. Příkladem zajímavých a velmi užitečných součástek jsou monostabilní klopné obvody UCY74121 a UCY74123, dovážené z PLR. Oba číslicové integrované obvody patří do rodiny obvodů TTL a jsou plně ekvivalentní obvodům SN74121 a SN74123 původního výrobce (Texas Instruments).

Popis obvodu UCY74121

Integrovaný obvod UCY74121 (obr. 70) je monostabilní klopny obvod, reagující na spouštěcí signál tím, že vytvoří impuls s přesně definovanou dobou trvání. K tomu je vybaven třemi vstupy pro spouštění (A_1 , A_2 , B), dvěma výstupy Q a \bar{Q} a dále vstupy pro připojení časovacího obvodu (označeny X , Y , Z). Výstupy Q a \bar{Q} obvodu jsou vždy vzájemně opačné. V klidovém stavu je na Q úroveň log. 0 a na \bar{Q} log. 1. Po přichodu spouštěcího impulu přejde výstup Q na log. 1, tato úroveň na něm bude po dobu, určenou časovou konstantou časovacích prvků (odporu R a kondenzátoru C). Časovací kondenzátor se připojuje vždy mezi vývody X a Y , jde-li o elektrolytický kondenzátor, pak musí být připojen kladným pólem na vývod Y . Kapacita kondenzátoru je shora ohrazena kapacitou 1000 μF , dolní hranice je nulová (kondenzátor je ze zapojení vypuštěn).

Externí časovací odpor připojujeme mezi vstup X a napájecí napětí +5 V (obr. 71). Jeho odpor musí být v rozmezí od 1,4 k Ω do 40 k Ω . Ve struktuře obvodu je již zabudován vnitřní časovací odpor přibližně 2 k Ω . Tento odpor je jedním koncem připojen k vývodu X a druhým koncem k vývodu Z . Do časovacího okruhu jej zafádime, propojíme-li vzájemně svorku Z se svorkou napájecího napětí +5 V (obr. 72). Rovněž můžeme mezi tyto svorky zapojit vnější odpor a potom se celkový časovací odpor bude rovat součtem odporu vnitřního a vnějšího.

Doba trvání generovaného impulsu je dána časovacími prvky. Můžeme ji vypočítat z jednoduchého přibližného vztahu

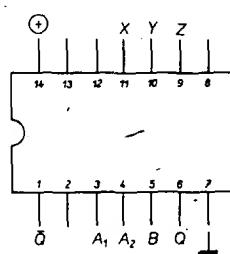
$$t = 0,7RC \quad [s; \Omega, F] \quad (1)$$

Při použití vnitřního odporu a při vynechání kondenzátoru (obvod tedy pracuje bez vnějších součástek pouze s využitím parazitních kapacit) je doba trvání impulsu na výstupu kolem 40 ns. Nejdélší impuls (téměř 30 s) dostaneme při použití externích časovacích prvků, jejichž hodnoty budou na horní hranici uvedených rozsahů.

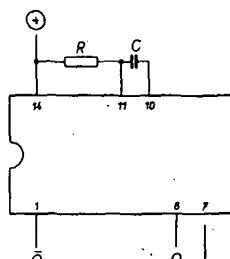
Zbývá nám ještě vysvětlit způsob spouštění (nahazování). K tomuto účelu je obvod vybaven svorkami A_1 , A_2 a B . Svorka B je určena pro „nahazování“ monostabilního klopného obvodu signálem s malou strmostí hrany impulsu (minimálně však 1 V/S). Proto je uvnitř struktury obsažen Schmittův klopny obvod, reagující na přechod z úrovni log. 0 na úrovni log. 1. Monostabilní obvod je nahzen v okamžiku, kdy ovládací signál překračuje úroveň přibližně 1,5 až 1,6 V. Podmínka ovšem je, aby alespoň na jednom z obvodů vstupů A_1 , A_2 byla úroveň log. 0.

Při ovládání klopného obvodu přes vstupy A_1 a A_2 musí být naopak na vstupu B úroveň log. 1 – obvod se „nahodí“, přejde-li alespoň jeden ze vstupů A_1 , A_2 (na nichž je úroveň log. 1) na úroveň log. 0.

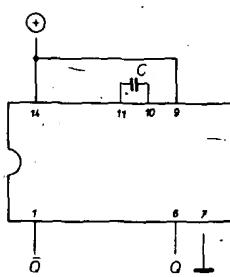
Charakteristickou vlastností monostabilního klopného obvodu UCY74121 je, že byl-li jednou aktivován (nahzen), pak po dobu trvání generovaného impulsu nemá další dění na ovládacích vstupech A_1 , A_2 a B žádny vliv na průběh započáteho cyklu (na rozdíl od jiného typu podobného obvodu). Nakonec si připomeňme, že obvod je účinně kompenzován pro dosažení co nejmenší závislosti doby trvání výstupního impulsu na změnách teploty a napájecího napětí.



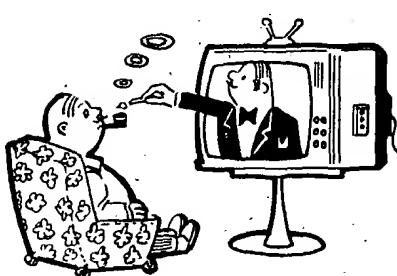
Obr. 70. Zapojení vývodů obvodu UCY74121



Obr. 71. Připojení časovacích prvků k UCY74121



Obr. 72. Jiný způsob připojení časovacích prvků



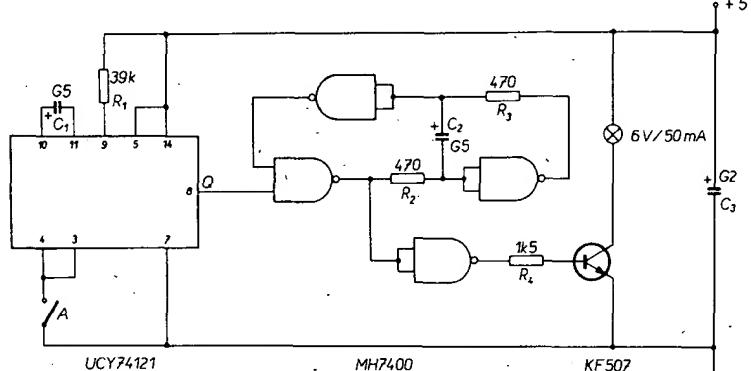
Aplikace integrovaného obvodu UCY74121

Výstražné zařízení

Na obr. 73 je schéma zapojení, kterého lze výhodně využít při realizaci výstražných zařízení pro nejrůznější účely. Obvod se vyznačuje tím, že je-li uveden do činnosti, začne produkovat po určité dobou světelné impulsy, po uplynutí této doby se opět uvede do klidu, přitom je však opět připraven reagovat stejným způsobem na další vnější podnět.

Celé zapojení se skládá ze dvou klopných obvodů. První je monostabilní, který je v klidu vždy v pohotovostní poloze a je

Pro uvedený příklad použití je třeba nahradit žárovkou vinutím relé se dvěma spínacími kontakty. Jeden spínací kontakt zapojíme paralelně ke spínací klaksonu, druhý paralelně ke spínací dálkových světel (tzv. světelné houkačky). Při výběru vhodného relé musíme mít na paměti, že oba jím připojované spotřebiče odebírají poměrně velký proud; v případě potřeby zlepšíme buzení vinutí relé dvěma tranzistory v Darlingtonově zapojení. Paralelně k vinutí relé připojíme diodu, omezující napěťovou špičku záporné polarity při vypnutí tranzistoru. Zapojení je třeba dále doplnit obvodem pro úpravu napájecího napětí. Rozsah potřebných úprav je patrný z obr. 74.



Obr. 73. Poplašné zařízení

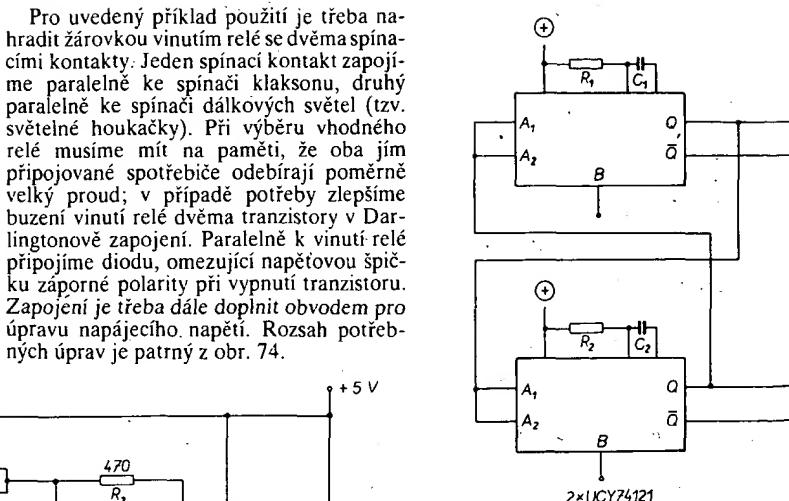
spouštěn vnějším signálem. Tento klopný obvod ovládá svým výstupem činnost následujícího astabilního klopného obvodu, který potom přes vhodné spínací obvody spouští příslušné poplašné zařízení (akustické, optické apod.).

Monostabilní klopný obvod je tvoren číslicovým integrovaným obvodem UCY74121, který je vyráběn právě pro tyto a podobné účely. V okamžiku zkratování vstupu A na zem přejde výstup Q obvodu UCY74121 na úroveň log. 1 a v tomto stavu setrvá po dobu, určenou kapacitou kondenzátoru C1 a odporu R1, a to bez ohledu na to, co se děje na vstupu A.

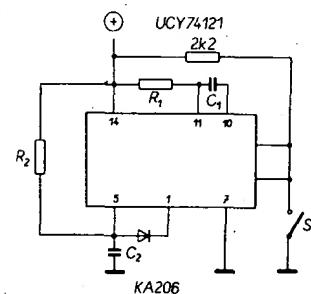
Další částí zapojení je astabilní multivibrátor, sestavený ze součinových hradek integrovaného obvodu MH7400. Tento multivibrátor je startován s příchodem úrovně log. 1 na výstup Q obvodu UCY74121 a při log. 0 se znova zablokuje. Na výstupu astabilního klopného obvodu je v klidovém stavu vždy úroveň log. 0, takže tranzistor T1 na výstupu celého zapojení je v nevodivém stavu a žárovka, zapojená v obvodu kolektoru, nesvítí. Po zkratu na vstupu A vyšle tedy astabilní multivibrátor řadu impulů, což se projeví několikerým bliknutím indikační žárovky. Počet záblesků je určen poměrem již zmíněné „doby kyvu“ monostabilního klopného obvodu a doby jednoho cyklu astabilního multivibrátoru.

Možnosti využití takového výstražného obvodu jsou jistě velmi široké. Za všechny si však uvedeme jednu, která se zdá zvláště příhodná. Značný počet motoristů se zabývá úvahami a pokusy, jak zabezpečit osobní automobil před odzílením. Je známo, že ta zařízení, která na vniknutí nepovolané osoby reagují tím, že uvedou do činnosti klakson, případně i světla, jsou velmi účinná, neboť prakticky vždy primitivní lupiče k tomu, aby se od takového vozu co nejrychleji vzdálil (a vyhlédl si případně nějakou méně se vzpouzející „oběť“).

Bohužel jsou však taková zařízení v rozporu s nařízeními příslušných předpisů, podle nichž musí být poplašné systémy konstruovány tak, aby jejich činnost do 30 sekund ustala. V tomto směru zde uvedené zapojení právě vyhovuje.



Obr. 75. Multivibrátor se dvěma UCY74121



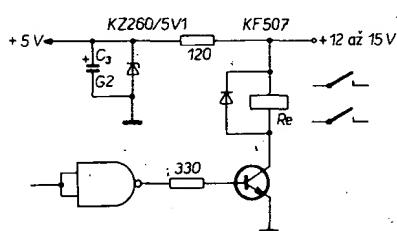
Obr. 76. Multivibrátor s jedním UCY74121

Astabilní multivibrátor

Využitím dvou kusů integrovaných obvodů UCY74121 lze sestrojit astabilní multivibrátor se specifickými vlastnostmi. Mezi jeho přednosti patří velmi dobrá stabilita časových parametrů generovaných impulsů, možnost nezávisle nastavit časy obou fází jednoho cyklu ve velmi širokých mezích a také bohatý rejstřík možností ovládání činnosti takového generátoru (startování a blokování činnosti v předem definovaných stavech).

Jednoduchý příklad základního uspořádání obvodu vidíme na obr. 75. Oba obvody jsou vzájemně propojeny tak, že jeden obvod spouští závody druhý, a to na konci vlastního cyklu. K vzbámu jsou využity ovládací vstupy A (A1 spojeno paralelně s A2), takže vstupy B jsou volné a lze je použít k řízení činnosti obvodu z dalších míst. Je evidentní, že kmitočet takového generátoru je nepřímo úměrný součtu dob trvání výstupních impulsů obou monostabilních klopných obvodů. Amplituda generovaného signálu pravoúhlého (obdélníkovitého) průběhu je dána rozdílem obou logických úrovní. Tento signál můžeme odebírat z kteréhokoli ze čtyř výstupů (dvakrát Q a dvakrát \bar{Q}) při respektování zařízení podmínek, přičemž vždy dva signály jsou soufázové a jejich fáze je opačná vzhledem ke zbyvajícím dvěma signálům.

Jiné zapojení astabilního multivibrátoru s použitím pouze jednoho obvodu



Obr. 74. Úprava zapojení poplašného zařízení pro automobil. Dioda = KA 501

Rozborem vnitřního zapojení integrovaného obvodu UCY74121 bychom dosáhli k tomu, že již ve struktuře je mezi vstupem B a kladnou napájecí svorkou zapojen odporník $k\Omega$, takže R_2 můžeme ze zapojení vypustit (v případě potřeby můžeme však jeho použitím „doladit“ přesně dobu trvání příslušného impulsu).

Pro výpočet doby trvání impulsu ve fázi, ovlivněné členem $R_1 C_1$, platí vztah (1), uvedený již dříve (str. 188). Použijeme-li ve druhém časovacím obvodu pouze vnitřní odpór (R_2 bude vynechán), potom platí, že druhá fáze cyklu generátoru podle obr. 76 proběhne za dobu t_2

$$t_2 = 1,2 C_2 \quad [\text{ms}; \mu\text{F}] \quad (2)$$

Vliv vnějšího odporu R_2 můžeme odhadnout tak, že vyjdeme z předpokladu, že je zapojen paralelně k vnitřnímu odporu a že tedy zmenšuje jeho velikost.

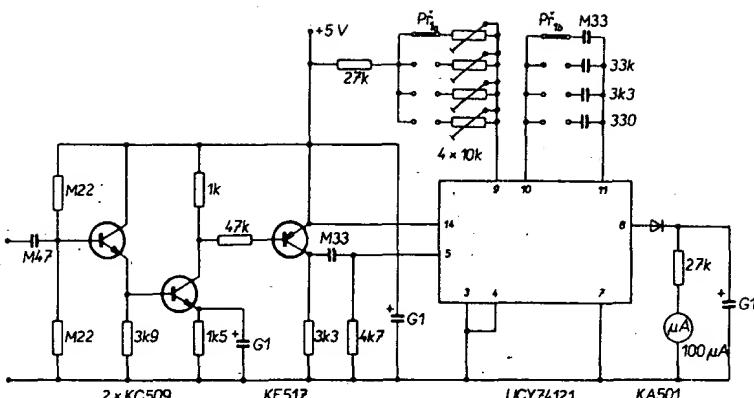
Při seřizování generátoru potom stačí zkousmo vyhledat kondenzátor C_2 s takovou kapacitou, při níž je příslušná fáze cyklu o něco delší než žádána, potom nastavením trimru, zapojeného místo R_2 přesně generátor doladit a nakonec nahradit trimr odporem

rem odpovídající velikosti. Činnost generátorů řídíme signály na vstupech A_1 a A_2 . Bude-li na obou vstupech úrovně log. 1, zůstává generátor zablokován. Do činnosti jej uvedeme přivedením úrovně log. 0 (zem) alespoň na jeden z obou vstupů A_1 , A_2 .

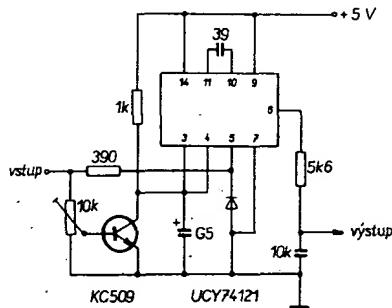
Přitom se generátor vždy zastaví v definovaném stavu, kdy na výstupu Q je log. 0. Po odstartování začne činnost vždy stavem, při němž je na výstupu Q úroveň log. 1. To je okolnost, která může být pro některé aplikace zvláště výhodná.

Detektor signálů FM

Vlastnosti UCY74121 dávají tomuto obvodu možnost uplatnit se v přijímač kmitočtově modulovaných signálů a sice v obvodu tzv. počítačního detektoru (obr. 77). Mono-



Obr. 78. Zapojení měřiče kmisotu



Obr. 77. Zapojení detektoru FM
Dioda = KA206

stabilní klopný obvod je spouštěn signálem, přiváděným z mf zesilovače a generuje impulsy šířky přibližně 50 ns. Impulzy se integrují na výstupním členu $R_1 C_1$, který zároveň tvorí obvod deemfáze. Bude-li se (vlivem kmitočtové modulace) měnit kmitočet vstupního signálu, pak se bude měnit i napětí, naintegrované na kondenzátoru C_1 . Při vyšším kmitočtu vstupního signálu bude napětí na C_1 větší a naopak. Pokud potřebujeme detektor s obrácenou charakteristikou, stačí, přemístitme-li výstupní člen $R_1 C_1$ do výstupu Q obvodu 74121.

Princip činnosti je založen na tom, že monostabilní klopný obvod generuje impulsy stále stejné šírky. Budeme-li měnit kmitočet spouštěcího signálu, musí se měnit i strída napětí na výstupu a tedy i velikost napětí, integrovaného na kondenzátoru C_1 .

Pro zachování dobrých vlastností detektoru (kmitočtový průběh a linearita) je třeba, aby vstupní odpor následujících obvodů byl větší než $50\text{ k}\Omega$. Principem činnosti je tento obvod vlastně speciálním druhem měřiče kmitočtu. Na podobném principu pracuje i zapojení, které si ukážeme jako další příklad aplikace obvodu UCY74121.

Měříč kmitočtu (obr. 78)

Tento obvod je vhodný k měření kmitočtu v poměrně širokém rozsahu. Obsahuje vstupní předesílovač, který zesílí a omezí vstupní signál. Upraveným signálem se řídí činnost monostabilního klopného obvodu UCY74121, na jehož výstupu je zapojen integrační obvod a ručkové měřidlo, jehož výchylka je přímo úměrná kmitočtu přivedeného signálu.

Na vstupu předzesilovače je zapojen emitorový sledovač, který zajišťuje přístroji vstupní odpor přibližně $100\text{ k}\Omega$. Následují dva stupně v zapojení se společným emito-

rem's doplňkovými tranzistory, které mají celkově dostatečné zesílení, takže pro spolehlivou činnost zapojení stačí, má-li měřený signál amplitudu alespoň 25 mV. Celý předzesílovač je stejnosměrně vázán, proto je třeba věnovat pozornost jeho správnému nastavení. V klidu by mělo být na kolektoru T_3 napětí v mezech 0,5 až 1,5 V. Zapojení seřizujeme změnou R_1 , R_2 případně i R_3 .

Monostabilní klopný obvod je spouštěn prostřednictvím vstupu B, do něhož se přivádí signál z kolektoru T_3 . Měřicí rozsahy se mění dekadicky přepínáním časovacích kondenzátorů. Časovaci odpory je zapojen tak, že je jeden společný pro všechny rozsahy, ale v sérii s ním se přepinají čtyři odpovědové trimry, s jejichž pomocí zkaliibrujeme přesně každý rozsah zvlášť. Nesporu výhodou tohoto způsobu řešení je skutečnost, že není nutné použít časovací kondenzátory přesných kapacit. Vstupní impulsy konstantní šířky (při určitém zvoleném rozsahu) a proměnné opakovací doby se z výstupu monostabilního obvodu zavádějí přes diodu na integrační kondenzátor, napětí na tomto kondenzátoru se měří ručkovým měřidlem se základní citlivostí 100 μA . Principiálně bylo možno použít i měřidlo s jinou citlivostí, ale potom by bylo třeba úmerně změnit (při menší citlivosti měřidla) odpor, zapojený do série s měřidlem.

Měříce kmitočtu lze přímo využít jako otáčkoměru, postaráme-li se o vhodný snímač otáček rotujícího předmětu. Může to být snímač nejen magnetický a optický, ale i mechanický.

Chceme-li obvod použít k postavení otáčkoměru pro automobil, musíme nejen překalibrovat stupnice, ale hlavně se postarat o kvalitu řídícího signálu (pokud jej budeme odebírat z kontaktů přerušovače zapalování). V takovém případě je vhodné vypustit vstupní předzesilovač a nahradit jej filtrem, který dostatečně potlačí rušivé impulsy, vznikající na kontaktech přerušovače v důsledku velmi nepříznivého zatížení zapalovací cívky, znečištění apod. V tomto směru jsou podstatně příznivější podmínky u vozů, vybavených elektronickým zapalovacím zařízením.

Optický systém je z hlediska kvality poskytovaného signálu mnohem dokonalejší, ale jeho nevýhodou jsou poměrně pracné úpravy, navíc je třeba světelny zdroj i čidlo udržovat stále čisté, což v motorovém prostoru automobilu není tak jednoduché.

Perspektivně se zdá být systém magnetický (založený na působení malého trvalého magnetu, upevněného na řemenici u klikového hřídele motoru, na cívku, umístěnou v těsné blízkosti dráhy rotujícího magnetu), který není tak realizačně náročný a přitom poskytuje signál vyhovující kvality.

Měříč kapacit

Běžná radioamatérská praxe nutí zájemce o tuto činnost využívat často součástek, u nichž nelze zaručit kvalitativní nebo kvantitativní parametry. Jsou to součástky nestandardní, inkurantní, použité atd. Pochybnosti a ztráta důvěry k součástce může být vyvolána známkami použití (pájené nebo zkrácené přívody), zjevnou zastaralostí nebo někdy jen chybějícími (setřenými) údaji o typu a hodnotě apod. Jedinou pomoc poskytne v takovém případě měřič, kterým si vlastnosti součástky ověříme a tím umožníme její využitelnost. Aby byl takový měřič ekonomický, nesmí být příliš nákladný, což předem vylučuje tovární měřicí přístroje.

Nejbežnějšími pasivními součástkami jsou odpory a kondenzátory. U odporů není problém tak palčivý, protože radioamatér většinou bývá vybaven nějakým základním mřídlem, které bývá často s ohmmetrem kombinováno nebo si pomůžeme využitím znalosti Ohmova zákona.

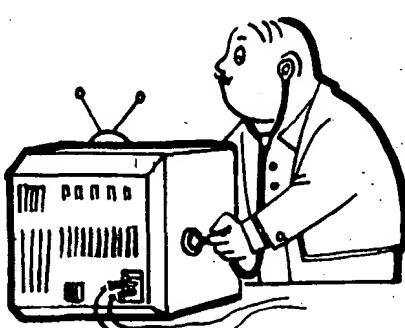
S kondenzátor je to horší, protože i ty nejprostší můstkové nebo rezonanční měříče kapacit jsou pro rozsahy např. šest řádů dosti obtížně realizovatelné.

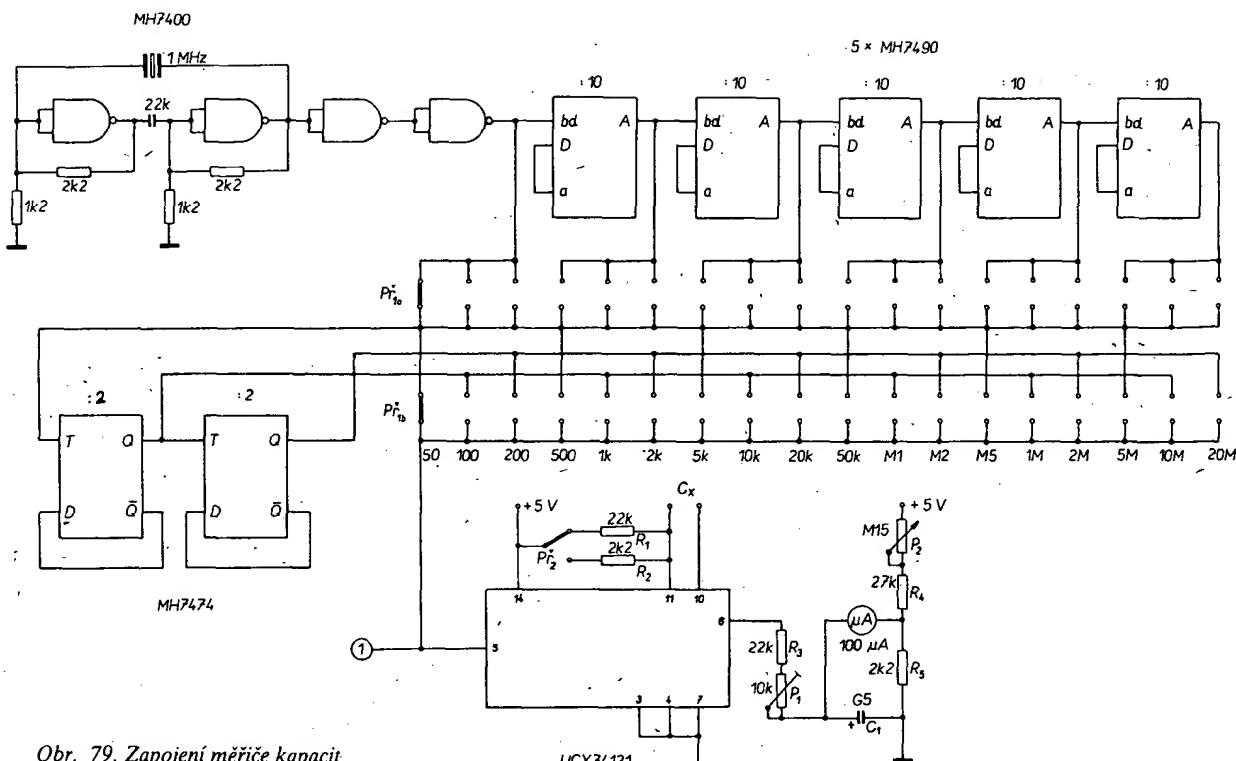
Dále popisovaný měřič kapacit má v principu mnoho společného s měřicem kmitočtu, popsáným v předchozí statí. Opačný je však způsob vyhodnocování, neboť v tomto případě je monostabilní klopný obvod spouštěn (ve zvoleném rozsahu) impulsy s konstantním kmitočtem, a protože se mění kapacita časovacího (měřeného) kondenzátoru, mění se i šířka výstupních impulzů.

Šířka impulsů se opět vyhodnocuje ručkovým měridlem s lineární stupnicí, na které můžeme přímo číst kapacitu měřeného kondenzátoru.

Zapojení měřiče kapacit, jehož schéma je na obr. 79, můžeme rozdělit zhruba do tří hlavních částí.

První částí je generátor spouštěcího signálu s obvody přepínání rozsahu. Druhou částí je vlastní monostabilní klopný obvod, obsahující rovněž nutně kompenzační obvody pro pořízení nežádoucích zbytkových napětí. Třetí částí jsou pak obvody zdroje potřebné-





Obr. 79. Zapojení měřiče kapacit

ho napájecího napětí. V dalším si postupně probereme detaily uvedených částí měřiče kapacit.

Generátor spouštěcího signálu se skládá z kmitočtového stabilního oscilátoru a sady děliček, jejichž postupným zařazováním můžeme dělit základní kmitočet v předem stanovených poměrech. Dělicí poměry byly stanoveny s ohledem na dostupné děliče kmitočtu, na stupnice běžně prodávaných měřidel a v úvahu byla zahrnuta i otázka vhodného přepínače. Předkládané řešení je určitým kompromisem, které si může snadno každý upravit podle svých materiálních možností. Zvolená posloupnost dělicích poměru (a tím i poměru jednotlivých rozsahů) v řadě $1 : 2 : 5 : 10 : 20$ atd. umožňuje přehledně číst údaje na jednoduché stodílkové stupnicí, která je v ručkových měřidel dosti obvyklá, kromě toho lze týto dělicí poměry snadno realizovat běžně dostupnými číslicovými integrovanými obvody. Nevýhodou tohoto způsobu je především to, že při širším měřicím oboru musí mít přepínač rozsahů velký počet kontaktů. Naproti tomu však získáváme výhodu jemnějšího odstupňování rozsahů a možnost přesnéjšího čtení kapacity měřeného kondenzátoru.

Z tohoto hlediska rovněž dobré vyhovuje přepínání rozsahů v poměru $1 : 3 : 10 : 30$ atd., k němuž lze poměrně snadno realizovat i vhodný dělič, ale předpokládá to použití měřidlo se dvěma stupnicemi (tricetidílkovou a stodílkovou), které se na trhu běžně nevykupuje. Nyní se vrátme k základnímu oscilátoru. Jeho kvalita se přímo úměrně promítá do kvality celého měřiče kapacit, protože určité kolísání kmitočtu výstupního napěti se projeví ve stejném poměru v chybách údaje kapacity měřeného kondenzátoru. Přitom na absolutní velikost kmitočtu záleží jen velmi málo, použitý kmitočet byl zvolen pouze pro získání přijatelné strády signálů na výstupu monostabilního klopného obvodu.

S ohledem na reálné možnosti čtení na ručkovém měřidle bude zcela postačující, zaručíme-li za všech okolností přesnost kmitočtu oscilátoru v toleranci asi 1 %. To je požadavek, který lze splnit jistě několika způsoby, ale při použití oscilátoru stabilizovaného krystalem se velmi snadno zbavíme

všech starostí. Pro nás účel se nabízí možnost využít výprodejní krystaly s rezonančním kmitočtem kolem 1 MHz.

Bude-li kmitočet řídícího oscilátoru poněkud vyšší nebo nižší, změní se pouze poněkud nastavování odporového trimru P_1 , kterým se nastavuje citlivost všech rozsahů najednou. Prakticky lze bez změn zapojení použít krystaly v rozmezí od devíti set do jedenácti set kHz. Bude-li odchylka rezonančního kmitočtu větší, pak bude patrně třeba změnit odpor R_3 , případně také R_4 . K přepínání rozsahů se používá dvousegmentový osmnáctipolohový přepínač. Můžeme použít buď rádič TESLA staršího typu, nebo moderní přepínače WK 533 51 z výroby n. p. TESLA Jihlava. Jinou možností je kombinovat celkem osm tlačítkových přepínačů Isostat, z nichž šest volí dělicí poměr po dekadách a zbyvající dva volí dodatečné dělení dvěma a čtyřmi. Rozsahy se tedy přepínají volbou celkového dělicího poměru, v něž se zmenší kmitočet základního oscilátoru.

Při měření na prvním (nejnižším) rozsahu se při měření používá přímo kmitočet oscilátoru, tj. 1 MHz. Pro druhý rozsah se tento kmitočet dělí dvěma, takže se měří při kmitočtu 500 kHz. U třetího rozsahu se kmitočet základního oscilátoru dělí v obou přídavných děličích (celkem čtyřmi) a měření probíhá při kmitočtu 250 kHz. U čtvrtého rozsahu se oba přídavné děliče výrádí, ale zapojí se první dělič deseti. Měřicí kmitočet je tedy 100 kHz. Při pátém rozsahu se opět přidává přídavný dělič dvěma a tím způsobem se postupně řadí všichni osmnáct měřicích rozsahů. Měřicím kmitočtem rozumíme zde kmitočet signálu, kterým se spouští monostabilní klopny obvod UCY74121. Jednotlivé měřicí rozsahy na sebe navazují v přesných násobcích, které jsou odstupňovány stejně, jako měřicí kmitočty. Kmitočtu 1 MHz odpovídá základní rozsah přístroje, který je 50 pF na plnou výchylku ručky měřidla. Další rozsahy jsou 100, 200, 500 pF, dále 1 nF, 2 nF, 5 nF atd. až k poslednímu rozsahu, na němž lze měřit kondenzátory do 20 μF (na plnou výchylku ručky měřidla).

Obvody monostabilního klopného obvodu jsou navrženy a vypočítány tak, aby při plném rozsahu (tedy měřený kondenzátor má kapacitu shodnou se jmenovitou velikostí zařazeného

rozsahu) byla šířka generovaného impulsu na kterémkoliv rozsahu maximálně rovna asi třem čtvrtinám periody měřicího signálu. Prakticky to znamená, že např. na rozsahu 50 pF, kde se používá měřicí kmitočet 1 MHz (perioda 1 μs) bude šířka T generovaného impulsu na výstupu obvodu UCY74121 rovna

$$T = 0.7 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \approx 0.77 \mu\text{s}$$

Při výpočtu jsme počítali s tím, že v časových obvodech UCY74121 je zapojen odpor R_1 , 22 kΩ. Bude-li však po přepnutí P_2 zařazen desetkrát menší odpor R_2 , bude měřicí monostabilní klopny obvod generovat také desetkrát kratší impulsy, a proto bude také desetkrát menší výchylka ručky indikačního měřidla. Praktický přínos tohoto dodatečného přepínání rozsahů spočívá v tom, že všechny rozsahy platí i pro měření kondenzátorů desetkrát větší kapacity, takže v posledních třech plochách můžeme měřit kondenzátory do paděsáti, sta a dva set mikrofaradů.

Z toho ovšem zároveň vyplývají i požadavky na vlastnosti odporů R_1 a R_2 . Musí být především stabilní a musí být přesně v poměru 1 : 10. Na jejich absolutním odporu příliš nezáleží, protože odchylky budou vyrovnány při seřizování rozsahů trimrem P_1 . Tím jsme se dostali k obvodům, zapojeným v okruhu indikačního měřidla. O funkci P_1 a R_3 jsme se už vlastně zmínilí. Určují proud, tekoucí měřidlem, takže nastavením P_1 kalibrujeme rozsahy – všechny najednou. Kondenzátor C_1 potlačuje kmitání ručky měřidla při měření na rozsazích, na nichž se využívá nejnižších měřicích kmitočtů (největší kapacity měřených kondenzátorů).

Obvod z potenciometru P_2 a odporu R_5 slouží ke kompenzaci nuly měřidla, která se při přepínání, hlavně u nejnižších rozsahů, poněkud mění. Nenulová výchylka měřidla při zcela „otevřených“ měřicích svorkách C_2 (tj. bez jakéhokoli kondenzátoru) je způsobena dvěma vlivy. V první řadě je to napětí, přítomné na výstupu Q obvodu UCY74121 v době, kdy je na tomto výstupu

úroveň log. 0. Toto napětí v praxi mívá velikost kolem desetiny voltu, což již dává rušivé působící výchylku ručky měřidla. Tato výchylka je však na všech rozsazích prakticky stejná, takže by bylo možné kompenzovat ji případně šroubkem pro nastavení mechanické ručky měřidla. Poněkud nepřijemnější je vliv parazitních kapacit, obsažených částečně v samotném integrovaném obvodu UCY74121 a částečně vytvořených vzájemnou kapacitou měřicích zdírek a přívodů k nim. Tyto kapacity přístroj pochopitelně měří rovněž, a proto způsobuje výchylku, která se mění s nastaveným rozsahem. Je zřejmé, že jejich vliv bude nejvíce patrný na nejnižších rozsazích. Na prvním rozsahu může (podle uspořádání zdírek a přívodů k nim) vzniknout v nekompenzovaném stavu výchylka ručky až asi 20 % z délky stupnice. Čím je tato výchylka větší, tím se hůrě kompenzuje a přináší další nepříznivé jevy. Proto se snažíme udržet montážní kapacity co nejménší. Prakticky je vliv parazitních kapacit patrný pouze na prvních čtyřech rozsazích, na rozsazích vyšších je nepostřehnutelný.

Býlo by rovněž možné celý kompenzační obvod vypustit. Potom se nulová výchylka ručky nastaví na některém z vyšších rozsahů (ovládacím šroubkem mechanické korekce měřidla) a na nejnižších rozsazích budeme kapacitu měřeného kondenzátoru určovat jako rozdíl údajů měřidla s připojeným měřeným kondenzátorem a bez něho (při „otevřených“ měřicích zdírkách).

Napájecí zdroj

K napájení obvodů měřicích kondenzátorů je třeba použít stabilizovaný zdroj napětí 5 V. Aby se vlivem kolísání napájecího napětí nezhoršovala přesnost přístroje, je třeba, aby napětí napájecího zdroje bylo dlouhodobě a teplotně stálé v toleranci přibližně 1 %. Generátor i děliče měřicího kmitočtu by sice připouštěly kolísání podstatně větší a samotný monostabilní klopný obvod je rovněž řešen tak, aby doba trvání generovaného impulsu byla co nejméně závislá na změnách napájecího napětí. Kritická situace je dána tím, že výchylka ručky indikačního měřidla je přímo závislá nejen na šířce generovaného impulu, ale také na jeho amplitudě, která se se změnami napájecího napětí obvodu pochopitelně mění též.

Z těchto důvodů bylo pro napájení využito stabilizovaného zdroje, osazeného monolitickým integrovaným stabilizátorem typu MAA723H v běžném zapojení. Tento zdroj je spolu se síťovým transformátorem, usměrňovačem a filtrem umístěn ve zvláštní bakelitové krabičce B6 (zdroj využívám ke všeobecným účelům). Zapojení zdroje včetně nákresu destičky plošných spojů bylo převzato z AR řady B, č. 4/76, kde čtenáři najdou všechny potřebné informace.

Stavba měřicí

Celý měřicí byl zapojen na univerzální desce s plošnými spoji a vestavěn do bakelitové krabičky B6, což bylo umožněno především tím, že napájecí zdroj není součástí přístroje. Jediným kritickým místem jsou přívody k měřicím zdírkám, které děláme co nejkratší a co nejdále od sebe – důvody k tomu jsme si již objasnili. Síťovbu zahájíme zapojením krystalem řízeného oscilátoru. Po kontrole jeho funkce zapojíme všechny děliče a propojíme též prepínač P1. Potom opět zkонтrolujeme (osiloskopem nebo čítačem)

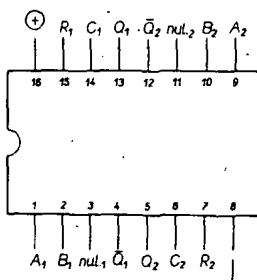
kmitočet v měřicím bodu 1 na všech rozsazích, zda se snižuje ve dříve uvedených poměrech od 1 MHz až do 0,2 Hz. Teprve potom zapojíme na desce součástky monostabilního klopného obvodu a indikační měřidlo.

Kalibrace měřicí

K tomuto účelu si opatříme přesný kondenzátor, jehož kapacita bude buď rovna nebo velmi blízká jmenovité kapacitě pro plnou výchylku ručky v rozsahu 1 nF až 5 μ F. Před připojením kondenzátoru k měřicím zdírkám nastavíme potenciometrem P1, nulovou výchylku ručky indikačního měřidla a po připojení kalibračního kondenzátoru nastavíme potenciometrem P1 plnou výchylku ručky (nebo výchylku úmernou kapacitě kondenzátoru). Tyto dvě operace opakujeme dvakrát až třikrát, dokud je třeba výchylku poopravit. Přístroj se musí kalibrovat při takové velikosti napájecího napětí, jaká se bude používat při provozu přístroje. Tím je citlivost měřidla nastavena pro všechny rozsahy a přístroj je připraven k použití.

Popis obvodu UCY74123 a jeho aplikace

Integrovaný obvod UCY74123 je tvořen dvěma nezávislými systémy – dvěma monostabilními klopnými obvody, které jsou v jediném pouzdře z plastické hmoty se šestnácti vývody ve dvou řadách. Na obr. 80 je nakres-



Obr. 80. Zapojení vývodů obvodu UCY74123

leno, jak jsou vývody obvodu UCY74123 uspořádány. Způsob činnosti obvodu a jeho funkční možnosti jsou částečně podobné obvodu UCY74121, v některých detailech se poněkud liší, takže se oba obvody navzájem vhodně doplňují.

Podobně, jako je tomu u obvodu 74121, je obvod 74123 vybaven startovacími vstupy, komplementárními výstupy pro připojení časovacích prvků (odpor a kondenzátor). Dále budeme mluvit pouze o jednom z obou systémů monostabilních klopných obvodů, osazených v jednom pouzdru UCY74123. Startovací vstupy jsou dva. Vstup A uvede obvod do činnosti, přejde-li napětí na něm z úrovně log. 1 na log. 0, přitom však na vstupu B musí být úrovně log. 1. Funkce startovacího vstupu B je opačná; to znamená, že obvod bude aktivován, přechází-li úrovně na tomto vstupu z log. 0 na log. 1 za přítomnosti úrovně log. 0 na vstupu A. Podmínkou pro uvedenou činnost startovacích vstupů je přítomnost úrovně log. 1 na nulovacím vstupu. Funkce nulovacího vstupu je nadřazena. Je-li na tomto vstupu úrovně log. 0, je blokována funkce startovacích vstupů a na výstupu Q je stále úrovně log. 0. Přejde-li úrovně na nulovacím vstupu z log. 1 na log. 0 v okamžiku, kdy je monostabilní obvod nastartován (na výstupu Q je úrovně log. 1), změní se zároveň i úrovně na výstupu Q na log. 0 (obvod se „shodí“). Pro charakte-

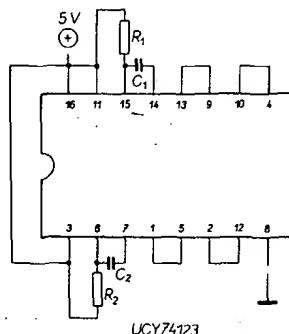
ristiku obvodu je velmi důležitá ta vlastnost, že je „znovustartovatelný“. Znamená to, že přijde-li na některý z jeho startovacích vstupů impuls v okamžiku, kdy je obvod ještě „nahoven“ od předchozího impulsu (na výstupu Q je dosud úrovně log. 1), pak obvod setrvá v tomto stavu ještě po dobu, určenou časovacími prvky a počítanou od okamžiku příchodu posledního startovacího impulsu. Prakticky to znamená, že při startování obvodu periodicky se opakujíciimpulsy, jejichž časový rozestup je menší než doba kmitu obvodu (určená časovacími prvky) – bude obvod stále v „nahoveném“ stavu, z něhož se vrátí do výchozího stavu, až když se pětří pět startovacích impulsů.

Tak jako tomu bylo u obvodu UCY74121, platí i u tohoto obvodu některá omezení při volbě časovacích prvků. Časovací odpor se může měnit od 5 k Ω do 50 k Ω . Na kapacitu časovacího kondenzátoru se žádá omezení nevztahuji. Vzhledem k parazitním kapacitám a konečným spinacím dobám tranzistorů, osazených ve struktuře obvodu, je nejkratší možná doba kmitu asi 50 nanosekund – to je při odporu 5 k Ω a bez kondenzátoru.

V dalším textu si uvedeme některé příklady použití tohoto zajímavého integrovaného obvodu.

Astabilní klopný obvod

Astabilní multivibrátor (obr. 81), sestavený s použitím jednoho obvodu UCY74123, je velmi jednoduchý a přitom kvalitní. Díky konstrukci obvodu je doba trvání obou fází jednoho kmitu stálá (každou fazí tvoří jeden z obou systémů obvodu), a proto je stabilní i kmitočet celého multivibrátoru. Přednosti je i strmost náběžných a sestupných hran



Obr. 81. Multivibrátor s obvodem UCY74123

a také možnost dosáhnout střídy až 1 : 10⁸. Při těchto výhodných vlastnostech je zapojení tohoto multivibrátoru jednodušší než klasického typu s tranzistory (přinejmenším obsahuje o dva odpory méně).

Oba systémy jsou propojeny tak, že se vzájemně „nahazují“ (při ukončení kmitu jednoho se jím nastartuje druhý). Doba kmitu je dána časovacími odpory a kondenzátory. V jedné fázi je

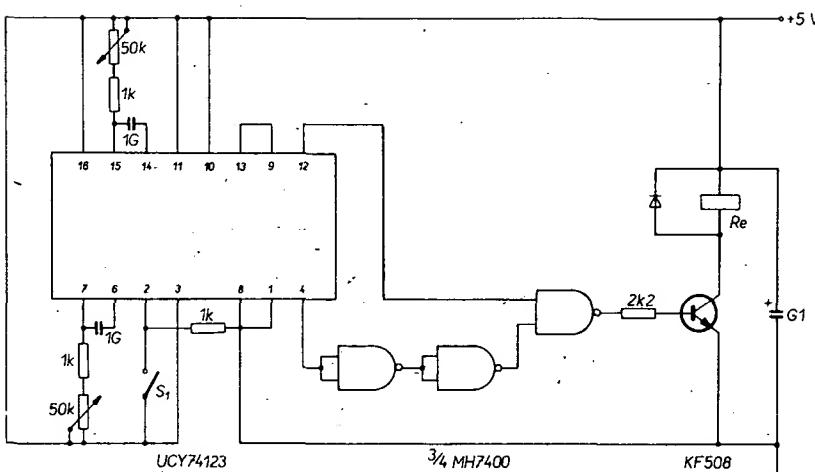
$$t_1 = 0,7 R_1 C_1, \quad \text{ve fázi druhé potom analogicky}$$

$$t_2 = 0,7 R_2 C_2.$$

Použije-li se jako časovací kondenzátor elektrolytický kondenzátor, pak se připojuje kladným polem k vývodu, který slouží k připojení časovacího odporu. Výstupní signál můžeme odebrat z kteréhokoli výstupu Q nebo \bar{Q} .

Časový spínač

Zapojení časového spínače, vhodného k řízení expozičních zařízení ve fotolaboratoři, je na obr. 82. Oba systémy obvodu UCY74123 jsou zapojeny tak, že se doby

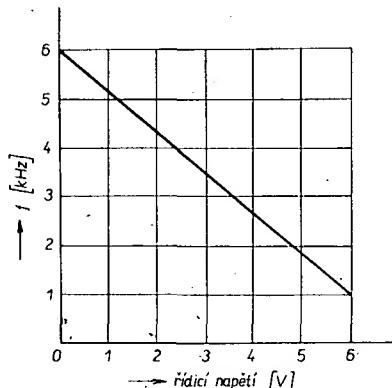


Obr. 82. Časový spínač pro fotokomoru. Dioda = KA 501

jejich výstupních impulsů sčítají. Celková doba je dána polohou běžců časovacích potenciometrů u obou částí obvodu a je nastavitelná přibližně od 1 do 100 sekund. Obvod se spouští stisknutím S_1 , kterým se „nahodí“ první monostabilní klopný obvod. Po skončení jeho cyklu se automaticky nástavuje druhý obvod. S ukončením jeho cyklu se zároveň ukončí i cyklus celého časového spínače. Výstupy obou obvodů (negované) se zavádějí do součinového hradla. Z první části obvodu se výstup vede ještě přes další dvě hradla (zapojená jako invertory), která svým zpožděním překlenou mezeru mezi koncem cyklu prvního obvodu. Výsledný signál řídí přes tranzistor činnost relé, které svými kontakty pripojuje například zvětšovací přístroj k síťovému rozvodu.

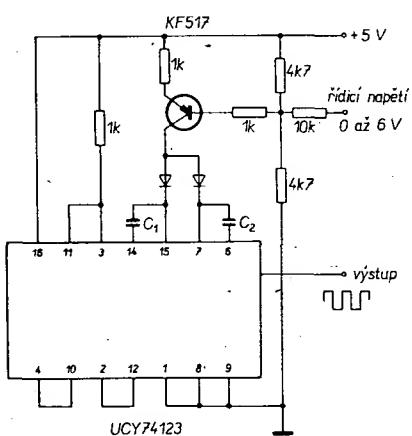
Napětím řízený multivibrátor

Nahradíme-li v zapojení multivibrátoru podle schématu na obr. 82 časovací odpory řízeným zdrojem proudu, získáme oscilátor, jehož kmitočet můžeme ovládat změnou řídícího napětí. Zapojení takového obvodu vidíme na obr. 83. Proudový zdroj osazený



Obr. 84. Převodní charakteristika oscilátoru řízeného napětím

velmi dobrou linearitu, což dává obvodu dobré možnosti uplatnění. Graf na obr. 84 platí pro kondenzátory C_1 a C_2 o kapacitě 0,1 μF .



Obr. 83. Napětím řízený oscilátor

tranzistorem o vodivosti p-n-p je ke vstupům obou monostabilních klopných obvodů připojen přes křemíkové diody, které oddělují od proudového zdroje vždy ten z obou systémů UCY74123, který právě není v aktivní části svého cyklu, aby nerušil činnost systému druhého. Prakticky to znamená, že vždy vede střídavě jedna nebo druhá dioda.

Jak je patrné z obr. 84, vyznačuje se převodní charakteristikou napětí – kmitočet

Monolitický obvod TDA1054M obsahuje ve své vnitřní struktuře čtyři různé základní obvody, s nimiž lze realizovat velké množství nejrůznějších nf zapojení. Integrovaný obvod byl původně navržen, vyvinut a zkonztruován pro levné kazetové přístroje, pro něž byla tak celá elektronika soustředěna na jednom čipu. Obvod lze však, jak si ukážeme, použít i v nejrůznějších amatérských konstrukcích.

Ekvivalentní zapojení integrovaného obvodu TDA1054M z diskrétních součástek je na obr. 85. Obvod se vyrábí v plastikovém pouzdře DIL se šestnácti vývody, obsahuje předzesilovač s malým šumem, brumový filtr, operační zesilovač a řídící obvod pro automatičeské vybuzení.

Přenášený kmitočtový rozsah lze volit volbou kapacity vnějšího kompenzačního kondenzátoru, který se připojuje mezi vývody 12 a 13 operačního zesilovače. Přenášené kmitočtové pásmo je samozřejmě nejširší bez kondenzátoru, v praxi se však v těchto případech objevují nejrůznější potíže. Bez kompenzačního kondenzátoru je napěťový zisk od 100 do 35 000 Hz konstantní a to typicky 60 dB. S kondenzátem 47 pF je zisk 60 dB v rozsahu 100 Hz až 12 kHz, na 20 kHz se zmenšuje na 50 dB a na 40 kHz na 45 dB. S kondenzátem 100 pF je zisk 60 dB konstantní do kmitočtu 5 kHz, 50 dB je na kmitočtu 11 kHz, 40 dB na kmitočtu 45 kHz, s kondenzátem 330 pF je 60 dB do 1,5 kHz, 50 dB na kmitočtu 4 kHz a 40 dB na kmitočtu asi 11 kHz, na 40 kHz je zisk 30 dB.

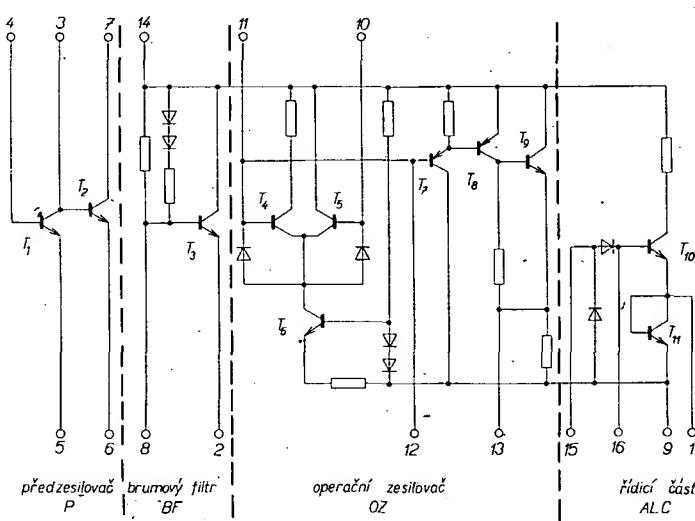
Typické zapojení obvodu jako elektronické části jednoduchého kazetového magnetofonu je na obr. 86. Zapojení je vhodné pro malé diktační přístroje a elektronické zápisníky. Elektronika pracuje se samočinným vybuzením záznamového materiálu podle velikosti vstupního signálu.

Z běžných aplikací lze ještě uvést zapojení nf zesilovače až po regulátor hlasitosti, v němž se jedna třetina pouzdra používá jako vstupní předzesilovač, druhá slouží k nastavení základního kmitočtového rozsahu (aktivní korekční obvody hloubek a výšek) a třetí jako brumový filtr. U zesilovače lze snadno splnit požadavky třídy Hi-Fi, zkrácení je pro vstupní signál 300 mV v mezích 20 Hz až 50 kHz lepší než 0,15%.

Velmi zajímavé a jákostní zapojení je na obr. 87. V tomto zapojení pracuje monolitický integrální obvod TDA1054M jako kompresor dynamiky. Vstupní signál s proměnnou úrovní se přivádí přes kondenzátor 1 μF na vstup 4 předzesilovače s malým šumem (viz ekvivalentní schéma z diskrétních součástek na obr. 85). Na výstupu je pak signál konstantní úrovni. Uroveně výstupního

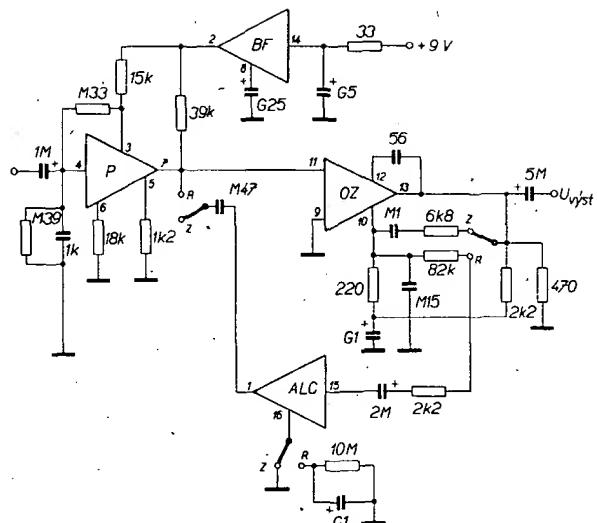
Zajímavé integrované obvody

Speciální monolitický obvod pro nf aplikace TDA1054M



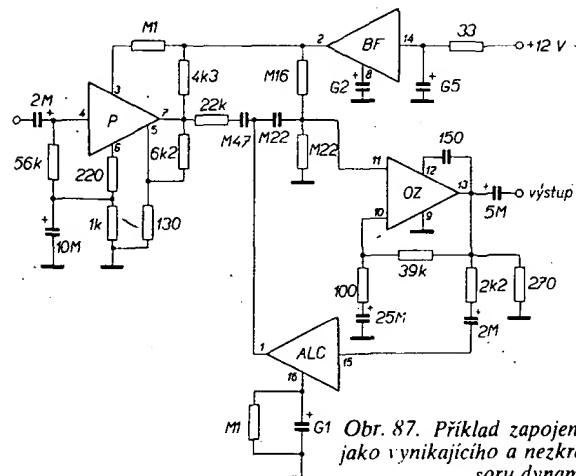
Obr. 85. Ekvivalentní zapojení TDA1054M z diskrétních součástek. Obvod je v běžném pouzdře DIL se šestnácti vývody

TDA1054M



Obr. 86. Zapojení elektroniky jednoduchého kazetového přístroje s automatickým nastavením úrovně vybuzení (vhodné např. pro elektronický zápisník apod.) s jedním obvodem TDA1054M

TDA1054M



Obr. 87. Příklad zapojení IO TDA1054M jako vynikajícího a nezkreslujícího kompre- soru dynamiky

signálu lze přitom navíc ještě volit v relativně značných mezech a to volbou poměru odporů $6,2 \text{ k}\Omega / 130 \Omega$ na výstupu 5 TDA1054M a odporu $39 \text{ k}\Omega / 100 \text{ k}\Omega$ mezi vývody 13 a 1. Odpory podle obrázku jsou zvoleny tak, aby výstupní napětí bylo konstantní od vstupního napětí $50 \mu\text{V}$. Kmitočtový rozsah zpracovávaných signálů lze volit volbou kondenzátoru C_1 (na obr. 87 je to 150 pF). Kmitočtové vlastnosti tohoto kompresoru dynamiky jsou tak dobré, že ho lze použít (na rozdíl od dráve používaných zapojení) i do souprav Hi-Fi.

Prakticky stejně zapojený kompresor dynamiky (pouze se změnou kapacitu kondenzátoru C_1) lze použít i ve vysílačích zařízeních, občanských radiostanicích apod. Podrobný rozbor zapojení a další příklady použití tohoto IO byly uveřejněny např. ve Funkschau č. 14/1976.

Technické údaje

Rozsah napájecích napětí: $+4$ až $+20 \text{ V}$.
Klidový proud při napájecím napětí 9 V : 6 mA .

Šum v rozsahu 20 Hz až 10 kHz : $0,5$ až 4 dB .
Napěťový zisk naprázdně: 60 dB .

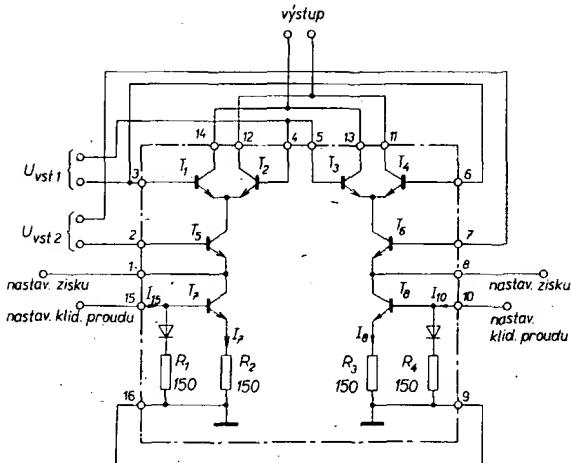
Výstupní napětí při samočinném vybuzení ($U_B = 9 \text{ V}$): $0,9 \text{ V}$

Dvojitý symetrický modulátor/demodulátor TCA240

Monolitický integrovaný obvod typu TCA240 obsahuje dva symetrické modulátory (nebo demodulátory) zapojené jako diferenční stupně s modulátorovým stupněm v emitorovém obvodu. Uspořádání tohoto IO umožňuje využít ho jako diferenčního zesilovače, směšovače, modulátoru, při spojení obou vnitřních obvodů pak např. jako křížově vázaného diferenčního zesilovače, avšak také např. jako elektronického potenciometru, multiplikativního protitaktovního směšovače, dvojitého protitaktovního modulátoru (můstkový modulátor, kruhový modulátor), synchronního modulátoru, produktodetektora, kvadraturního modulátoru FM nebo fázového diskriminátoru apod.

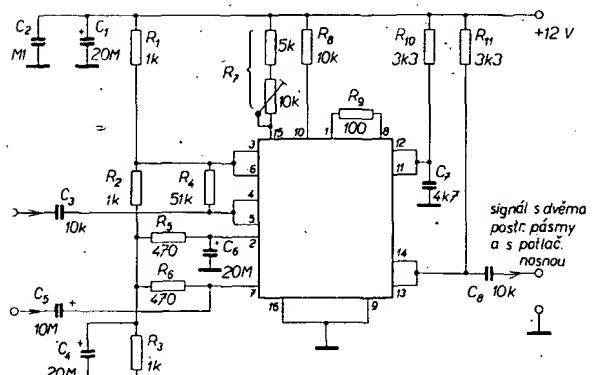
Ekvivalentní schéma zapojení pouzdra TCA240 je na obr. 88. Jak je ze zapojení zřejmé, tvoří tranzistory T_1 a T_2 diferenční zesilovač. V jejich společném emitorovém přívodu je jako zdroj emitorového proudu tranzistor T_3 . Tranzistory T_4 a T_5 , spolu s odpory 150Ω tvoří zdroj stejnosměrného proudu. Obě části zapojení v pouzdře jsou vybrány tak, že díky minimálním tolerancím součástek mají shodné vlastnosti a parametry.

Vnitřní zapojení IO je na obr. 88 doplněno o vnější spoje, které umožňují použít IO jako



Obr. 88. Ekvivalentní zapojení dvojitého integrovaného modulátoru/demodulátoru typu TCA240. Obvod je doplněn vnitřními spoji, které odpovídají jeho zapojení jako multiplikativního protitaktovního směšovače. U_{in1} je jeden ze vstupních signálů (signál oscilátoru, pomocná nosná, referenční signál apod.), U_{in2} je vstupní vf signál nebo modulační signál. Obvod je zapouzdřen v běžném pouzdře DIL se 16 vývody

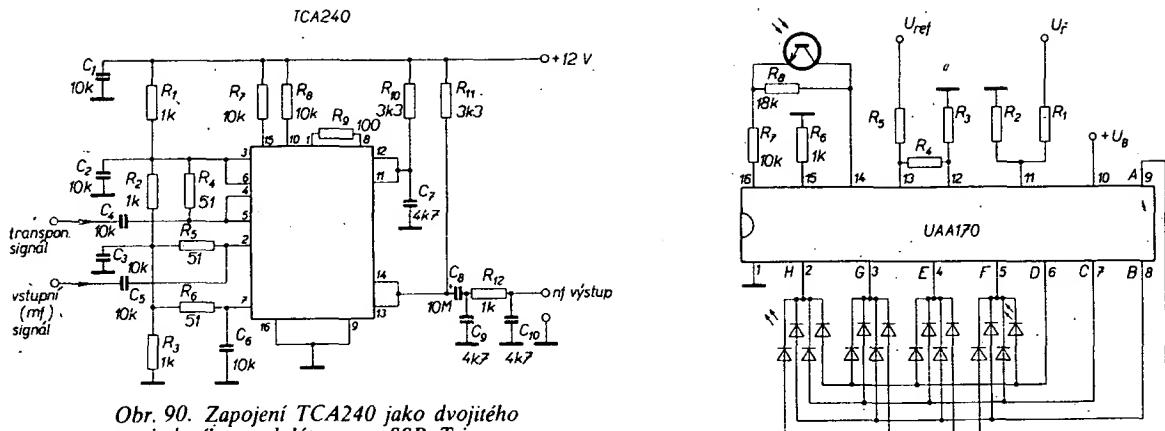
TCA240



Obr. 89. Zapojení IO TCA240 jako produktodetektora k příjmu signálu jednoho postranního pásmá (SSB)

křížově vázaný diferenční zesilovač – multiplikativní protitaktovní směšovač. Kolektorové proudy tranzistorů T_1 a T_2 , tedy celkové emitorové proudy obou diferenčních zesilovačů, lze v tomto zapojení ovládat (přes báze T_5 a T_6) symetrickým nebo nesymetrickým napětím (vzhledem k zemi), přiváděným na vstup 1 za předpokladu, že emitorové přívody 1 a 8 IO jsou vzájemně spojeny vně připojeným odporem. Čím je odpor menší, tím větší je strmost a tím i napěťové zesílení (poměr výstupního napětí k napětí na vstupech).

Kolektorové proudy čtverce tranzistorů T_1 až T_4 lze ovládat symetrickým nebo nesymetrickým napětím (vzhledem k zemi) na vstupu 2. Díky křížově vázaným diferenčním zesilovačům méně se kolektorové proudy z vývodů 11, 12 a 13, 14 pouze tehdy, jsou-li napěti na vstupech 1 a 2 současně různá od nuly. Je-li jedno z těchto vstupních napěti nulové, změny kolektorových proudů (na výstup) jednotlivých tranzistorů se kompenzují. Změny výstupních kolektorových proudů a tím i změny výstupního napěti jsou při malých stupních vybuzení obou vstupních signálních napětí proporcionální vstupním signálům. Nežádané směšovací produkty se objevují pouze při silných budíčích signálech, popř. při přebuzení obou vstupů. Proto musí kmitočty a fáze vstupních signálů odpovídat druhu použití IO a podle



Obr. 90. Zapojení TCA240 jako dvojitý protitaktní modulátor pro SSB. Trimrem R₇ se nastavuje potlačení nosného signálu

potřeby je třeba zařadit na výstup vhodné filtrační články, které zamezí šíření nežádoucích směšovacích produktů.

Obvod se dodává v pouzdře DIL se čtrnácti vývody nebo ve speciálním provedení jako tlustovrstvový a tenkovrstvový hybridní obvod. Výrobcem je firma Valvo.

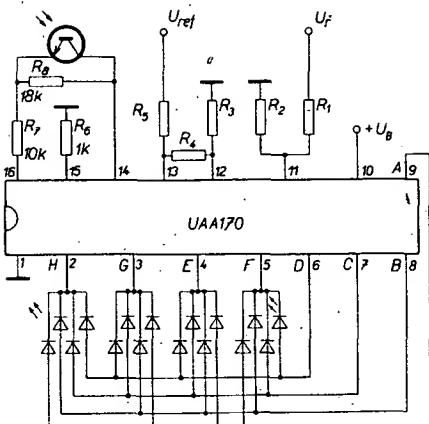
Velmi zajímavé použití obvodu je na obr. 89. V zapojení podle obrázku pracuje integrovaný obvod jako synchronní demodulátor, který se běžně nazývá produkt-detektor. Zařízení slouží k demodulaci signálů jednoho postranního pásmá (SSB). Vstupním signálem, který se přivádí na vývod 2 přes kondenzátor 10 nF, je mf signál přijímače. Jako referenční signál, který se přivádí na vývody 4, 5 též přes kondenzátor 10 nF, je signál heterodynitého oscilátoru, kmitajícího na mf (např. BFO). Uvedené součástky jsou navrženy pro vstupní kmitočty od 10 MHz. Pro nižší kmitočty se musí změnit časové konstanty členů R₅, C₃ a R₄, C₄ vstupních horních propustí a kapacity kondenzátorů C₁ až C₃ se musí zvětšit. Současně je třeba změnit součásti dolní propusti na výstupu.

Vysílače pro provoz s jedním postranním pásmem (A3J) potřebují nejméně jeden modulační stupeň, v němž se potlačuje výstupní signál nosného. K tomuto účelu je vhodné zapojení na obr. 90. Při tomto způsobu zapojení integrovaného obvodu je přiváděn modulační signál na vstup 1 a signál nosného na vstup 2. V tomto uspořádání pracuje IO jako dvojitý protitaktní modulátor (můstkový modulátor), jehož výstupní signál neobsahuje (při dodržení přesné symetrie zapojení) signál nosného a skládá se pouze z horního a dolního postranního pásmá. „Střímný“ filtrem lze pak nežádané postranní pásmá potlačit (např. krystalovým můstkovým filtrem).

Drobnou úpravou zapojení lze IO použít i jako běžný amplitudový modulátor pro signál s oběma postranními pásmeny.

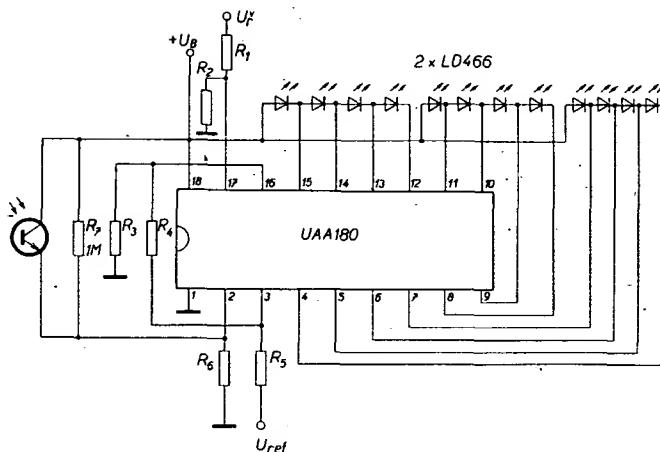
Integrovaný obvod k buzení svítivých diod (LED), UAA170

Integrovaný obvod UAA170 byl vyvinut speciálně k buzení jednotlivých svítivých diod (LED) nebo jejich skupin. S jedním obvodem UAA170 lze budit až 16 diod, se dvěma obvody až 30 diod. Obvod byl navržen tak, že při určité úrovni vstupního signálu svítí právě jen jediná dioda, po změně této úrovni se rozsvítí další atd. Změnou stejnosměrného vstupního napětí lze tedy rozsvítit jednotlivé diody, uspořádané např. ve formě stupnice (např. u přijímačů pro motorová vozidla), které jsou laděny kapacitními diodami, tj. změnou stejnosměrného napětí. Dalšími možnými aplikacemi je použití v teploměrech, měřicích rychlosti otáčení, tachometrech apod.



2 x LD468 nebo
16 x LD461.

Obr. 91. Příklad zapojení IO UAA170 k buzení svítivých diod (LED). Místo fototranzistoru lze použít pevný odpór. Při použití fototranzistoru se svít diod přizpůsobuje okolnímu osvětlení. Obvod je v pouzdře DIL se 16 vývody



Obr. 92. Základní zapojení integrovaného obvodu UAA180 k buzení svítivých diod (LED). Obvod je v pouzdře DIL se 16 vývody

Zapojení na obr. 91 je základním zapojením tohoto integrovaného obvodu. Odpory R₁ až R₅ a volbou napětí U_{ref} nastavený rozdíl napětí mezi vývody 12 a 13 odpovídá rozsahu řídícího napětí U_f, který je indikován rozsvěcením svítivých diod. Největší indikované napětí je určeno napětím na vývod 13, nejnižším napětím na vývod 12. Překročí-li se za provozu tato mezní napětí, svítí trvale první nebo poslední dioda stupnice. Stabilizované napětí z vývodu 14 se vede přes odpory na vývod 16 – volbou tohoto odporu lze volit proud svítivými diodami. Připojí-li se parallelně k odporu např. fototranzistor, je jas diod úměrný okolnímu osvětlení.

Odpory R₁ až R₅ lze volit v širokém rozsahu hodnot. Jejich vzájemné vztahy udávají tyto rovnice

$$\begin{aligned} R_1 &= R_5, \\ R_2 &= R_3 + R_4, \\ R_3 &\doteq U_{\text{ad min.}}, \\ U_{\text{ref}} &= U_{\text{ad max.}} \end{aligned}$$

Způsob rozsvěcení nebo zhasnutí dvou sousedních diod lze nastavit volbou R₇, popř. R₈ nebo fototranzistoru.

Mezní údaje

Napájecí napětí: +18 V.
Vstupní napětí: +6 V.
Trvalý proud: 3 mA.

Teplota okolí: -25 až +80 °C.

Charakteristické údaje
(platí pro napájecí napětí 12 V a teplotu okolí 25 °C)

Odběr proudu (I₁₄ = 0, I₁₆ = 0): 4 mA.

Vstupní proud I₁₁: 1 μA.

Vstupní proud I₁₂: 2 μA.

Vstupní proud I₁₃: 1 μA.

Rozdíl napětí pro plynulý přechod U₁₂ / U₁₃: 1,2 V.

Stabilizované napětí U₁₄: 5 V.

Obvod se vyrábí v plastickém pouzdře DIL s šestnácti vývody o rozměrech 20 x 7,6 mm.

Integrovaný obvod k buzení skupin svítivých diod (LED), UAA180

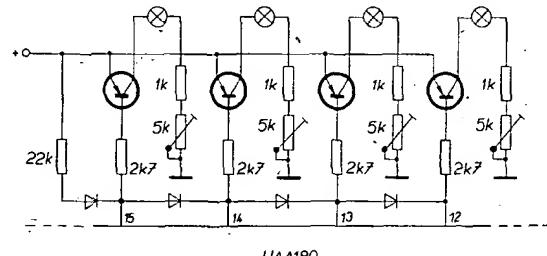
Integrovaný obvod UAA180 je určen k buzení dvanácti svítivých diod (LED) nebo dvanáctiprvkového řádkového rastru LED. Přiveďte-li se na vývod 17 (obr. 92) stejnosměrné řídící napětí U_f, rozsvítí se určitá skupina diod, množství svíticích diod je proporcionální řídícímu napětí. Přechod

(plynulý nebo ostrý) při rozsvěcení (nebo zhasinání) dvou sousedních diod lze ovládat volbou odporu R_4 . Indikační rozsah lze volit volbou odporu R_3 , R_5 a R_6 . Základní jas svítivých diod se nastavuje volbou odporu R_7 . Má-li být jas diody závislý na okolním osvětlení, lze paralelně k odporu R_7 připojit fototranzistor. Ponechá-li se vývod 2 integrovaného obvodu nezapojen, bude jas diod maximální. Obvody UAA180 lze sdružovat – použijí-li se dva obvody, lze jimi ovládat až 24 diod.

Při návrhu obvodových prvků lze volit odpory v širokém rozsahu hodnot. Pro plynulý přechod od rozsvěcení ke zhasinání diod lze jako obvodové prvky použít tyto odpory:

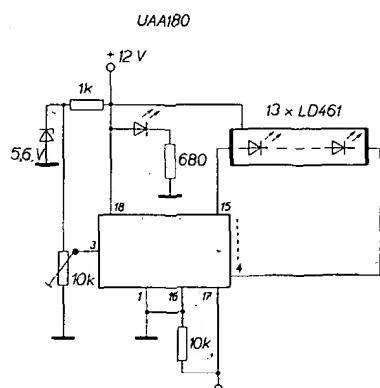
$$\begin{aligned} R_3 &= 2,2 \text{ k}\Omega \\ R_4 &= 10 \text{ k}\Omega, \\ R_5 &= 0,15 \text{ M}\Omega, \\ R_6 &= 2,2 \text{ až } 100 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Jsou-li jako indikační prvky použity součástky s velkým odběrem proudu (žárovky), lze zapojení doplnit tranzistory podle obr. 93. Maximální proud žárovek může být 100 mA.



Obr. 93. Zapojení UAA180 pro indikační prvky (žárovky, LED) s velkou spotřebou proudu

Jako příklad praktické aplikace je na obr. 94 zapojení elektronického ukazatele síly signálu pro rozhlasové přijímače.



Obr. 94. Příklad zapojení UAA180 jako elektronického ukazatele síly pole

Mezní údaje

Napájecí napětí: 18 V.
Vstupní napětí (U_3 , U_{16} , U_{17}): 6 V.

Teplota okolí: -25 až +80 °C.

Charakteristické údaje

(pro napájecí napětí 12 V a teplotu okolí 25 °C).

Odběr proudu (bez LED): 5,5 mA.
Vstupní proudy: 0,3 μA.
Maximální proud pro každou diodu: 10 mA.
Rozdíl napětí pro plynulé rozsvěcení diod: 0,5 V.

Obvody UAA170 a UAA180 vyrábí firma Siemens. Obvod UAA180 se vyrábí v pouzdře DIL s osmnácti vývody.

Generátor impulsů (TTL), MIC74124

K rodině pouzder logiky TTL, která se rozrostla do velmi značné šíře, patří i popisovaný generátor impulsů MIC74124. S tímto integrovaným obvodem lze realizovat kmitočtově stabilní generátory hodinových impulsů. Každý obvod obsahuje dva vzájemně vázané monostabilní klopné obvody, které mohou být řízeny signálem na hradícím vstupu (inhibit). Poměr impuls-mezera výstupního signálu je určován dvěma vně připojenými členy RC . Vzhledem k tomu, že obvod patří k obvodům TTL, je jeho napájecí napětí 5 V (4,75 až 5,25 V). Při použití obvodu interface lze pouzdro MIC74124

generátoru impulsů a jeho impulsní diagram. Vztah k určení kmitočtu hodinových impulsů je

$$f = \frac{0,72}{RC} \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}]$$

Kapacita kondenzátoru C_2 má být v mezích 0 až 50 μF, odpovídající rozsah odporu je tedy 1,4 až 50 kΩ. Extrémně velkých poměrů impuls-mezera lze dosáhnout při velmi velkých odporech R_1 a R_2 (a to poměr až do 100 : 1). S malými odpory R_1 a R_2 lze dosáhnout poměru impuls-mezera až 5 : 1. Předností integrovaného obvodu je, že se na jeho výstupech mohou objevit pouze impulsy nezkreslených a nezdeformovaných průběhů.

Po spuštění oscilátoru (úroveň H na vývodech 8) trvá první impuls na výstupu již celou periodu. Objeví-li se na vývodu 8 úroveň L, zakončí oscilátor svoji činnost současně s koncem periody impulsu na výstupu, viz impulsový diagram na obr. 96b.

Nahrádí-li se odpory R_1 a R_2 napěťově řízenými zdroji proudu, je kmitočet oscilátoru uměrný řidicímu napětí. Odchylky od lineární závislosti jsou menší než 1 %. Proto se zapojení podle obr. 97 používá jako analogově-digitální převodník. Na stejném obrázku je graficky znázorněna závislost kmitočtu na řidicím napěti pro emitorové odpory 10 kΩ a kapacitu kondenzátoru 47 nF. Doba trvání impulsu je

$$t_1 = 0,695 R_1 C_1,$$

doba trvání mezery je

$$t_2 = 0,695 R_2 C_2.$$

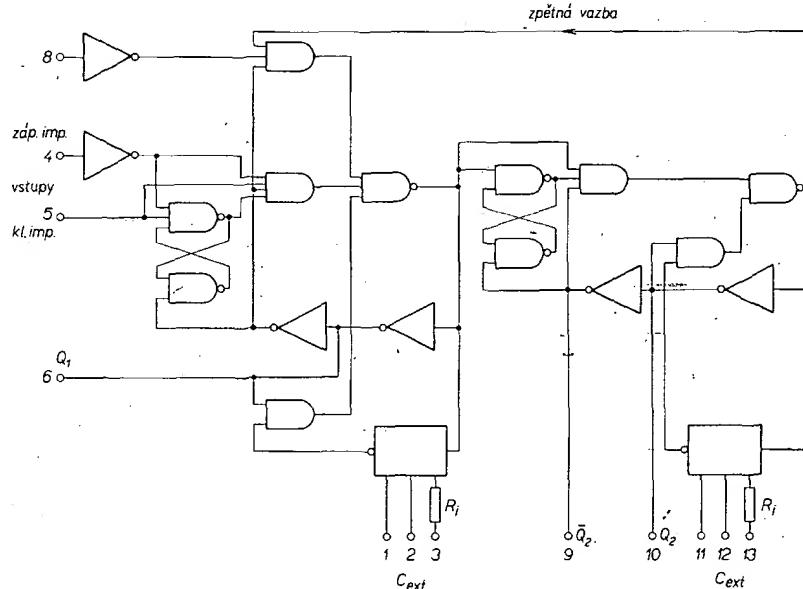
Vnitřní překlápací napětí IO je asi 3,8 V. Emitorový proud tranzistorů zdrojů proudu se může měnit v rozmezí 0,3 až 5 mA, přičemž lze kmitočet měnit řidicím napětím až o činitel 15. Odpor R_3 je třeba volit tak, aby jím protékalo asi 10 % středního proudu emitorů.

Jako praktické použití obvodu MIC74124 byl ve Funkschau č. 21/1975 uveřejněn návod na stavbu přímoukazujícího měřiče kapacit. Zde si uvedeme zajímavé použití obvodu MIC74124 a dalších obvodů TTL v impulsní části vysílače soupravy pro dálkové ovládání modelů se čtyřmi kanály. V soupravě se integrovaný obvod MIC74124 používá jako astabilní multivibrátor, který kmitá na kmitočtu asi 45 Hz. Na jeho výstupech

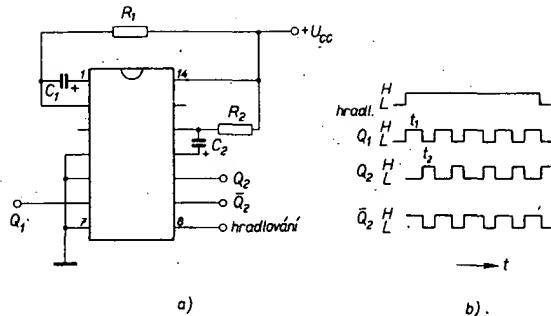
používat i v zapojeních s jinými úrovněmi napětí, než jsou logické úrovně.

Oblasti použití jsou všechny aplikace, v nichž je třeba přesný generátor impulsů, a v nichž není vhodné nebo možné používat kryštalem řízené oscilátory. Bez vnějšího buzení pokryvá generátor s tímto integrovaným obvodem oblast kmitočtů od 0,2 až do 10 MHz, s vnějším buzením může obvod pracovat od 0 Hz.

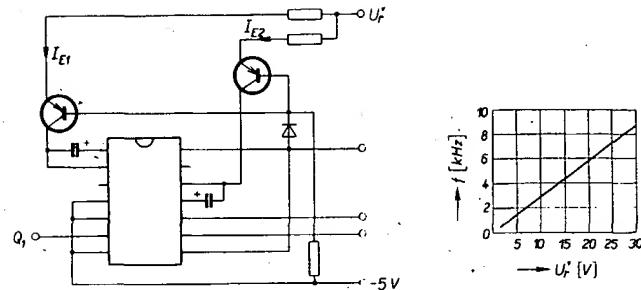
Vnitřní logické schéma generátoru je na obr. 95. Na obr. 96 je základní zapojení



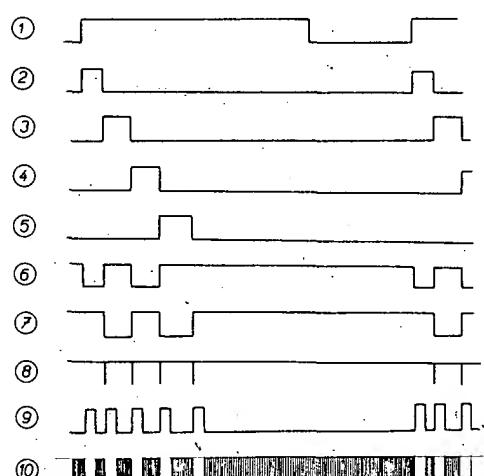
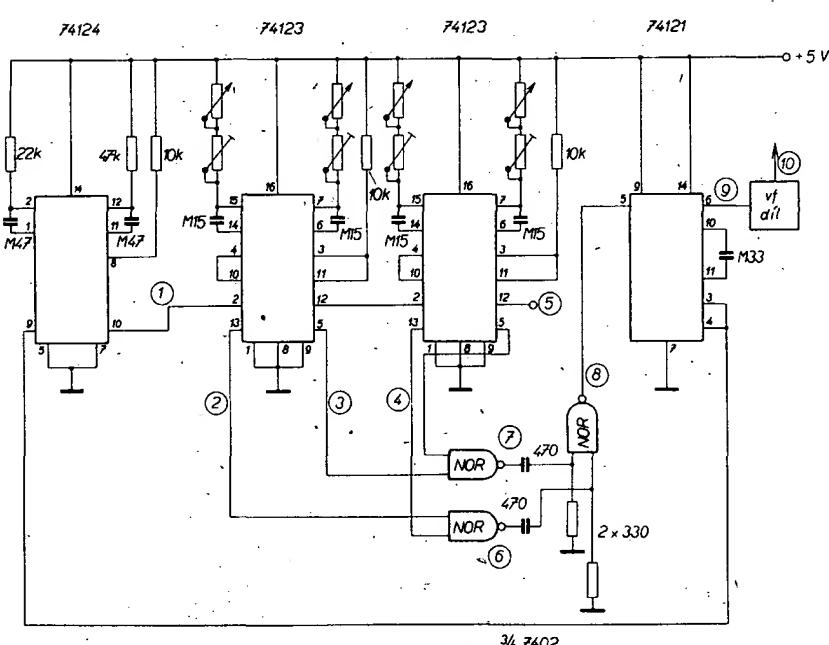
Obr. 95. Vnitřní uspořádání generátoru impulsů typu MIC74124. Obvod je v běžném pouzdře DIL se 14 vývody



Obr. 96. Základní zapojení integrovaného obvodu MIC74124 jako generátoru impulzů a impulsní diagram zapojení



Obr. 97. Příklad zapojení generátoru impulzů MIC74124 jako analogově digitálního převodníku (a) a kmitočet oscilátoru v závislosti na řídicím napětí ($R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega, C_1 = 47 \text{ nF}$)



Obr. 98. Řídící části soupravy pro dálkové ovládání modelů. Všechny potenciometry a trimry jsou $10 \text{ k}\Omega$. Průběhy ve vyznačených bodech jsou na obr. b. Horní úroveň průběhu odpovídá úrovni H, dolní úroveň L

Q a \bar{Q} jsou komplementární signály pravoúhlého průběhu o poměru impuls-mezera 0,68. Za tímto generátorem hodinových impulzů jsou zapojeny dva stejné monostabilní klopové obvody, které jsou realizovány dvěma dvojitými monostabilními klopovými integrovanými obvodů typu 74123. Přes tři hradla NOR (3/4 obvodu 7402) je řízen pátý monostabilní integrovaný klopový obvod typu 74121, jehož výstupním signálem se řídí činnost v dílu vysílače (obr. 98.).

Impulzy v jednotlivých významných bodech zapojení dokreslují činnost této řídící části vysílače.

Obvod se vyrábí v plastovém pouzdře DIL se čtrnácti vývody, pod označením MIC74124 ho vyrábí firma Intermetall.

Zajímavá zapojení z měřicí techniky

Měření teploty dvejtitou diodou

Teploměry s lineárním výstupem používají pro vyhodnocení: ručkový přístroj, analogový počítač nebo analogově digitální převodník. Protože jsou lineární pozistoru a termistoru pro velký měřicí rozsah velmi drahé, je v zapojení na obr. 99 a 100 využito teplotní závislosti napětí v propustném směru přechodu p-n (dioda). Teplotní závislost zbytkového proudu můžeme použít dvou diod zapojených proti sobě (obr. 99) kompenzovat.

Je-li $U_R > |U_{D2} - U_{D1}|$, platí rovnice:

$$I_p = I_0 \exp(U_0/U_T),$$

$$I_p = I_0 \exp(U_{D2}/U_T),$$

$$\text{kde } U_T = 86,2 \mu\text{V}/^\circ\text{K},$$

T je absolutní teplota [$^\circ\text{K}$],

K Boltzmannova konstanta,

e elementární náboj,

I_0 zbytkový průtok (teplotně závislý).

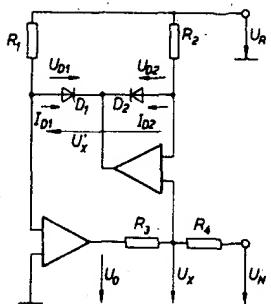
Dále platí, že

$$I_{D2}/I_{D1} = \exp |(U_{D2} - U_{D1})/U_T| = R_1/R_2,$$

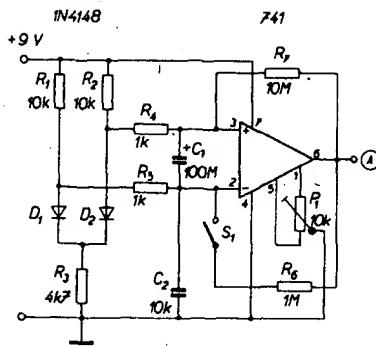
$$U'_x = U_{D2} - U_{D1} = U_T \ln \frac{R_1}{R_2},$$

$$U_x = (U_0 - U_n) \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_n.$$

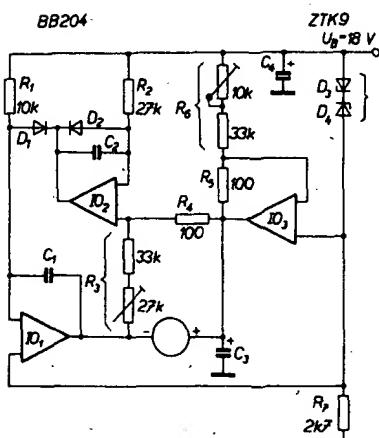
Pro ideální operační zesilovač je $U'_x = U_x$, tedy:



Obr. 99. Základní zapojení teploměru s diodami



Obr. 101. Senzor spínající teplotou



Obr. 100. Zapojení teploměru s diodami

$$U_0 = U_T \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \ln \frac{R_1}{R_2} - U_N \frac{R_3}{R_4}$$

U_N slouží k nastavení relativní nuly, např. $0^\circ\text{C} = U_0 = 0\text{ V}$. Použijeme-li k nastavení citlivosti odpor R_3 , ovlivňuje odpor i nastavení nuly. Tento vliv můžeme zmenšit, je-li $U_A = U_0 - U_N$.

$$U_A = U_0 - U_N = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \left(U_T \ln \frac{R_1}{R_2} - U_N \right)$$

a z této rovnice můžeme vypočítat citlivost

$$\frac{\Delta U_A}{\Delta T} = T_N \frac{k}{e^{\frac{k}{T_N}}},$$

kde T_N je absolutní teplota požadované relativní nuly.

Praktické provedení „směšovače“ teploty, u něhož je jako čidlo použit dvojitý varikap BB204, je na obr. 100. S elektronikou je dvojitá dioda spojena třízlovým stíněným kabelem. Obvod je napájen stabilizovaným napětím 18 V. Diody D₃, D₃, D₄ je stabilizováno referenční napětí. Integrovaným obvodem IO₃ a odpory R₅, R₆ je určeno napětí nuly. Pracuje-li teplotní čidlo v blízkosti silného vysílače, musí být obvod odstíněn a jeho vstupy a výstupy opatřeny výfily. Vlivem fázového posuvu ve filtroch se mohou operační zesilovače rozkmitat. Tomu zabráníme kondenzátory C₁, C₂ = 0,47 μF (fóliový) a C₃, C₄ = 4,7 μF (tantál). Odporem R₃ můžeme nastavit citlivost (v rozsahu 1,4 až 2,6 V/50 °C) a nulu v rozsahu -30 až +40 °C v případě, že napětí diod D₃, D₄ je 9 V. Jako potenciometr je použit desetiotáčkový trimr.

Elektronik č. 9/77

Senzor spínající teplotou

Diody nemusí být použity vždy jen k usměrnění nebo spínání, ale i k jiným účelům. Zejména nežádoucí vlastnosti přechodu p-n na teplotě může být využito k tepelnému řízení. Klopňový obvod s operačním zesilovačem (MAA741) mění svůj stav, když se dotkneme jedné z diod na obr. 105 prstem. Takový senzor je necitelný na elektrostatické náboje, znečištění apod.

Po pripojení napájecího napětí je na invertujícím vstupu menší napětí než na neinvertujícím, takže kondenzátor C₂ se nabije relativně pomalu. Výstupní napětí je přibližně rovné napájecímu napětí. Zachování stavu klopňového obvodu je zajištěno odporem R₇. Dotkneme-li se prstem diody D₂, změní se vlivem teplotní závislosti napětí na neinvertujícím vstupu, takže je menší než napětí na invertujícím vstupu a výstupní napětí se zmenší k nule. Zpětnovazebním odporem R₇ je zajištěn shodný stav klopňového obvodu i po oddálení prstu od diody D₂. Po dotyku na diodu D₁ je dosaženo původního stavu. Citlivost zapojení závisí na odporu R₇; zvětší-li se, zvětší se i citlivost a naopak.

Charakteristiky obou diod nemusí být zcela shodné. Malé rozdíly můžeme využít potenciometrem P₁, který rovněž slouží ke kompenzaci ofsetu operačního zesilovače. Sepneme spinač S₁ a potenciometrem P₁ nastavíme poloviční napětí na výstupu OZ. Po rozpojení S₁ je obvod připraven k funkci.

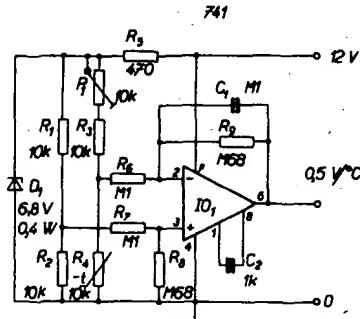
Napájecí napětí nemusí být stabilizované, stačí, bude-li dobré vyhlazeně. Proud odebíraný ze zdroje je 1 až 2 mA.

S trohou fantazie je možno použít tepelný senzor v mnoha zapojeních. Např. v kuchyni k řízení klimatizace – jednu diodu umístíme pod digestoří a druhou do chladného místa. Zvětší-li se teplota pod digestoří, sepne teplotní senzor (přes relé) větrák.

Elektronik č. 79-80/77

Převodník teplota-napětí

K přesnému měření teploty místnosti můžeme použít jednoduchý obvod na obr. 102. Jako teplotní čidlo je použit termistor, který má velkou změnu odporu na teplotě. Použí-



Obr. 102. Převodník teplota-napětí

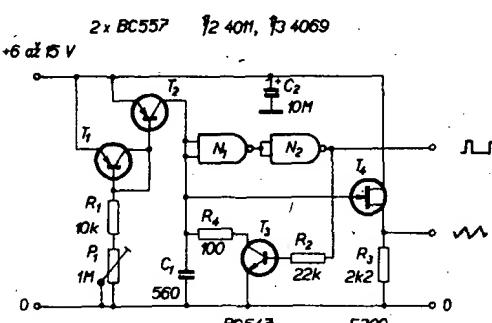
tým termistorem je zároveň omezen měřicí rozsah obvodu. Lineární rozsah, v němž je přesnost lepší než $0,5^\circ\text{C}$, je asi 40°C . Ve středu rozsahu je přesnost podstatně lepší.

V obvodu je použito můstkové zapojení, které je napájeno stabilizovaným napětím. Můstek je nastaven tak, aby napětí v uhlíkovém můstku bylo nulové při nejnižší měřené teplotě (ve větvích můstku je poloviční stabilizované napětí). Operační zesilovač má malý výstupní odpor; výstupní napětí je při rovnováze můstku nulové. Zvětší-li se teplota v okolí termistoru, změní se výstupní napětí asi o $0,5\text{ V}/^\circ\text{C}$. Tato změna je přirozeně závislá na typu termistoru. Chceme-li číst teplotu přímo ze stupnice univerzálního měřicího přístroje, musíme změnit odpor R₉ tak, aby obvod správně pracoval, musí být R₈ = R₉. Napájecí napětí není kritické. Zenerovo napětí diody D₁ může být 4,7 až 8,2 V. Nulové napětí na výstupu nastavíme potenciometrem P₁ při nejnižší měřené teplotě.

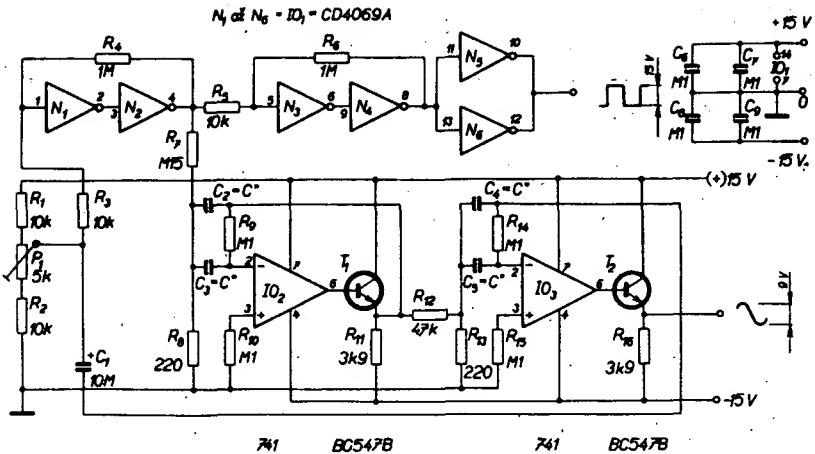
Elektronik č. 79-80/77

Generátor pilovitých impulsů

Generátor pilovitých impulsů na obr. 103 má oproti jiným typům generátorů pilovitého průběhu větší kmitočtový rozsah. Je vhodný např. k vytváření tónů v elektronických hudebních nástrojích, nebo ho lze použít



Obr. 103. Generátor napětí pilovitého průběhu



Obr. 104. Generátor napětí sinusového průběhu

v časové základně osciloskopů. Obvod je tvořen zdrojem konstantního proudu s T_1, T_2 , řízeným potenciometrem P_1 , tvarovačem impulsu N_1, N_2 a spinačem T_3 .

Ihned po přivedení napájecího napětí se nabije kondenzátor C_1 ze zdroje konstantního proudu (T_1, T_2). Dosáhne-li napětí na kondenzátoru velikosti potřebné pro otevření hradla N_1 , otevře se tranzistor T_3 , který řídí vybíjení kondenzátoru C_1 . Tento děj se opakuje, takže na kondenzátoru C_1 je napětí pilovitého průběhu. Tranzistor T_4 zapojený jako emitorový sledovací zdroj, na jehož výstupu je mezivrcholové napětí 1,3 V s malým vnitřním odporem. S danými hodnotami součástek se může kmitočet potenciometrem P_1 měnit v rozsahu 6 až 150 kHz.

Elektor č. 79/77

Jednoduchý generátor sinusového signálu

Zapojení generátoru sinusového signálu je na obr. 104. Dva selektivní filtry ($IO_2, T_1; IO_3, T_2$) jsou řízeny omezovačem, zapojeným jako Schmittův klopný obvod (N_1, N_2). Zpětná vazba potřebná pro rozkmitání je vedena z výstupu druhého filtru přes kondenzátor C_1 na vstup Schmittova klopného obvodu. Potenciometrem P_1 můžeme nastavit symetrii pravoúhlých impulsů a tím částečně i počet harmonických sinusového signálu. Strmost hran signálu pravoúhlého průběhu na výstupu hradla N_2 je zlepšena dalším Schmittovým klopným obvodem (N_3, N_4). Aby měl zdroj signálu pravoúhlého průběhu malý výstupní odpor, jsou hradla N_5, N_6 zapojena páralelně. Výstupní signál má amplitudu 15 V, stejnosmernou složku asi 7,5 V a strmost hran lepší než 40 ns.

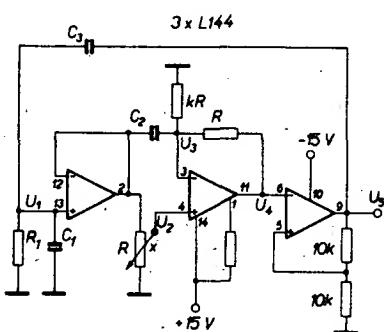
Cinutel jakosti Q obou selektivních filtr je asi 10; nejmenší dosažitelné zkreslení sinusového signálu je asi 0,15 %. Při amplitudě 4 V bylo dosaženo zkreslení kolem 0,2 %. Zkreslení je způsobeno převážně druhým selektivním filtrem (IO_3, T_2). Kmitočet oscilátoru je určen kondenzátory $C = C_2 = C_3 = C_4 = C_5$ a můžeme ho vypočítat z rovnice

$$C = \frac{0,34}{f_0} \quad [\mu\text{F}; \text{Hz}]$$

Nový princip zapojení sinusového oscilátoru je na obr. 105. Pomoci Brutonovy transformace můžeme impedanci Z převést na impedanci $Z_i = Z/j\omega k$ ($k > 0$, reálné). Po dosažení, úpravě a srovnání reálných a imaginárních částí dostaneme

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{A(1-x)C_2C_3RR_1}}$$

$$\text{kde } A = 1 + \frac{R_3}{R_4},$$



Obr. 105. Přeladitelný generátor sinusového napětí

$$k = \frac{xAC_3}{C - Ax C_3} > 0.$$

Při $A = 2$ a maximu $x = 1$ dostaneme podmínu pro volbu kapacit $C_1 > C_3$.

Rezonanční kmitočet ω je závislý podle rovnice na x a R_1 , takže oscilátor je vhodný pro měřicí účely. Při použití trojitého operačního zesilovače s malým šumem může být rozsah kmitočtu asi 1 Hz až 0,5 MHz. Dopročené hodnoty součástek jsou: $C_1 = 1 \mu\text{F}$; $C_2 = C_3 = 0,1 \mu\text{F}$; $R = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$; $k = 0,2$; $kR = 2 \text{ k}\Omega$.

Elektronik č. 9/77

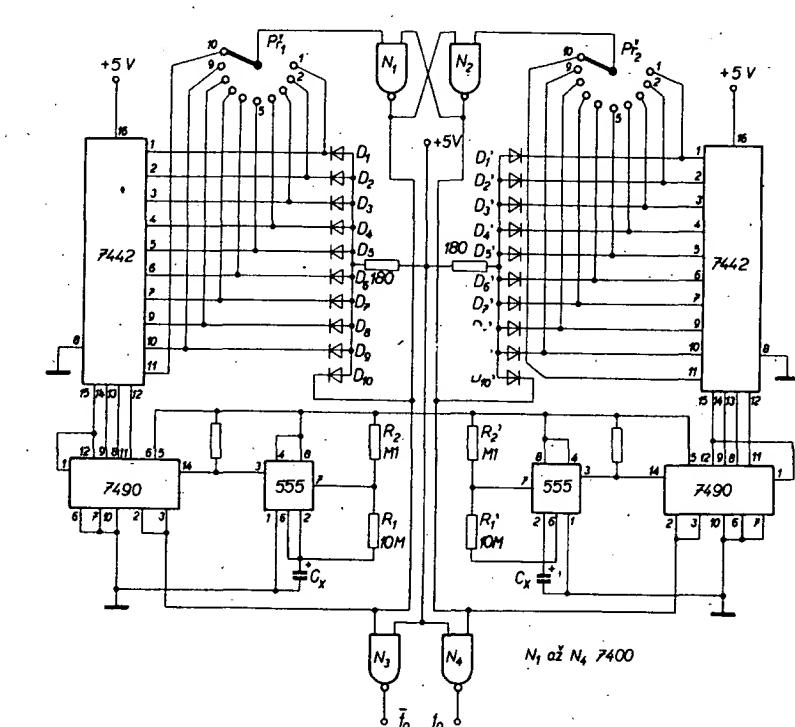
Generátor pravoúhlých impulsů s odděleným nastavením impulu a mezery

Běžné generátory pravoúhlých impulsů mají někdy ten nedostatek, že se může nastavit buď šířka impulu, nebo jen mezera mezi impulsy. Na obr. 106 je možno oddělit nastavit jak šířku impulu, tak i mezery.

Doba periody astabilního multivibrátoru s IO 555 určuje šířku impulu a mezera mezi impulzy výstupního signálu f_0 , kterou nastavíme přepínač P_1, P_2 . Z obr. 106 je zřejmé, že generátor je symetrický. Klopným obvodem R-S (N_1, N_2) se spouští jen polovina zapojení, tzn. že čítač je uzavřen, je-li na vývodu 2/3 dekadického čítače úroveň log. 1, a počítá, je-li na těchto vývodech log. 0. Na výstupech BCD dekódéra typu 7442 je vždy jedna úroveň log. 0, která je indikována diodami D_1 až D_{10} . Přes prepínač P_1 (P_2) je úroveň log. 0 přivedena na jeden vstup klopného obvodu R-S a mění stav na jeho výstupu. Jeden čítač se uzavře a druhý počítá. Čítač ve funkci je indikován diodou D_{10} nebo D'_{10} .

Šířku impulu a dobu periody můžeme vypočítat ze vztahu $T = 0,685(R_1 + R_2)C_x$. Při kondenzátoru $C_x = 1 \mu\text{F}$ je tato doba asi 20 s; dobu můžeme až 10krát prodloužit přepínačem P_1, P_2 . Změnou kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 (maximálně 1 μF) můžeme měnit šířku impulu a mezera mezi impulzy výstupního signálu od mikrosekund do stovek minut.

Elektor č. 80/77



Obr. 106. Generátor pravoúhlých impulsů



MIKROFONY:

MDO 21 s vypínačem – vhodný doplněk k magnetofonům.

Cena 180,- Kčs.

MD 21 N – vhodný pro studiové využití, nahrávky i reportáže.

Cena včetně držáku 1280,- Kčs.

REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY V ROZLOŽENÝCH SADÁCH:

**ARS 821 S – obsah 10 litrů.
– cena 320,- Kčs.**

Bližší technické informace žádejte v prodejnách TESLA.
Obdržíte též na dobírku ze Zásilkové služby TESLA,
nám. Vítězného února 12, PSC 688 19 Uherský Brod.

VYBERTE SI Z NAŠEJ PONUKY

Radioamatérom a tým, ktorým je táto tematika blízka, sme pripravili malý výber kníh.
Ak si z ponúkaných vyberiete, svoju objednávku pošlite na adresu:

Slovenská kniha, n. p., odbyt, 010 91 Žilina, Rajecká cesta 7.

Objednávam(e):

- ... výt. Belošovič – Michalik: **Otvázky a odpovede z automobilovej elektrotechniky.** (Populárnu formou otázok a odpovedí sa vysvetľujú základné princípy a funkcia jednotlivých prvkov elektrického zariadenia motorových vozidiel. Kniha zároveň podáva návody na vyhľadávanie porúch a ich odstránenie.) ALFA 17,-
- ... výt. Bozděch a kol.: **Magnetofóny I.** (1956-70, popisy a schémy tuzemských a dovozovaných magnetofónov, návody na zriaďovanie elektrických a mechanických časťí; popisy príslušenstiev k magnetofónom.) SNTL 40,-
- ... výt. Bozděch: **Stavba doplnkov pre magnetofóny.** (Rôzne druhy jednoduchých a zložitejších doplnkov pre magnetofóny, vrátane návodov na doplnky. Pri každom návode sú pripojené pokyny pre uvedenie prístroja do prevádzky.) SNTL 35,-
- ... výt. Česky: **Barevná televize jasně a jednoduše.** (Podstata farebné televízie, prenos, odlišnosti farebnej televízie od čiernobielej.) SNTL 17,-
- ... výt. Funke – Liebscher: **Základní elektronická zapojení.** (Kniha obsahuje zapojenia základních elektronických obvodů, popis ich funkce a podklady pre návrh nejpoužívanejších funkčních jednotek.) SNTL 23,-
- ... výt. Holub – Žíka: **Praktická zapojení diod a tyristorů.** (Typické zapojenia polovodičových diód a tyristorov, používaných pre najrôznejšie účely; zapojenie usmerňovačov, nabijačov, spínačov striedavého a jedno-smerného prúdu a pod.) SNTL 20,-
- ... výt. Kožehuba: **Prijem farebnej televízie.** (Príručka poskytuje dobré rady na zabezpečenie dokonalého príjmu farebnej televízie i spôsoby odstraňovania porúch farebného televízora.) ALFA 10,-
- ... výt. Kroupa: **Technické kreslenie pre elektrotechnikov.** (Dielo rozoberá spôsoby zobrazovania v elektrotechnike, obsahuje zoznamy značiek a skratiek používaných v elektrotechnike. Spracovanie je podľa ČSN a dokumentácie získanej z elektrotechnických podnikov.) ALFA 30,-
- ... výt. Mack – Kryška: **Příjem stereofonního rozhlasu.** (Teoretické a praktické poznatky z oboru stereofonie rozhlasového prenosu, najmä z hľadiska príjmu. Kniha obsahuje ucelený stavebný návod tuneru a akostného nízkofrekvenčného zosilovača pre amatérov.) SNTL 30,-
- ... výt. Oehmichen: **Elektronika? Nič jednoduchá!** (Pútavé podanie základov elektroniky. Vysvetľuje sa fyzikálna podstata elektronických zariadení, príčom názorný výklad podporuje množstvo obrázkov.) ALFA 30,-
- ... výt. **Rádiotechnická príručka 2.** (Poznatky o vývoji tranzistorových zariadení z oblasti oznamovacej techniky, elektroniky a elektroakustiky.) ALFA 29,-
- ... výt. **Rádiotechnická príručka 5.** (Obsahuje vyskúšané zapojenia z elektrotechniky a rádiotechniky.) ALFA 29,-
- ... výt. Scarlett: **Plošné spoje pro mikroelektroniku.** (Kniha preberá vlastnosti a výrobu dosielí s plošnými spojmi pre mikroelektronické obvody, rozmiestňovanie súčiastok na doske a vedenie spojov.) SNTL 40,-
- ... výt. Svôboda: **Elektroakustika do kapsy.** (Praktické informácie o vlastnostiach, prevádzke, návrhoch meriacich prístrojov a zariadení z oboru zvukovej techniky.) SNTL 26,-
- ... výt. Zima-Braun-Žíka: **Lineární obvody a aktívni prvky.** (Základné pojmy a teória lineárnych štvorpólových sústav.) SNTL 57,-

**Vyznačené knihy pošlete
dobírkou na adresu:**

Meno a priezvisko:

Bydlisko:

PSČ a pošta: okres:

Dátum Podpis